

APPARATUS AND METHOD FOR ESTIMATING AN EFFECTIVE CHANNEL AND APPARATUS AND METHOD FOR PROVIDING PILOT SEQUENCES

Publication number: JP2007523549 (T)

Publication date: 2007-08-16

Inventor(s):

Applicant(s):

Classification:

- international: H04B7/04; H04B7/06; H04J11/00; H04L1/06; H04L25/02; H04L27/26; H04B7/04; H04J11/00; H04L1/02; H04L25/02; H04L27/26

- European: H04L25/02C1; H04L25/02C7C1A; H04L27/26M1R1; H04L27/26M1R3; H04L27/26M3

Application number: JP20060553441T 20040219

Priority number(s): WO2004EP01632 20040219

Abstract not available for JP 2007523549 (T)

Abstract of corresponding document: **WO 2005081480 (A1)**

A channel estimator for estimating an effective channel from a receive sequence, the receive sequence including a superposition of NT pilot sequences being transmittable from NT transmitting points through NT communication channels to a receiving point, wherein NT-1 pilot sequences are modulated versions of a first pilot sequence, wherein the effective channel comprises a superposition of the NT channels extending from the NT transmitting points to the receiving point, comprises a selector (101) for providing NT sets of selected values, wherein the selector (101) is operative for providing a mth set of selected values of the NT sets of selected values by selecting every (DNT)th value from a set of values comprised by the receive sequence starting with a mth value in the set of values, wherein D denotes a pilot spacing, a filter (105); for filtering the mth set of selected values to

provide a m th set of filtered values comprising an estimate of the effective channel at points associated with the m th set of filtered values.

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公表特許公報(A)

(11) 特許出願公表番号

特表2007-523549

(P2007-523549A)

(43) 公表日 平成19年8月16日(2007.8.16)

(51) Int. Cl.

HO4 J 11/00 (2006.01)
HO4 B 7/04 (2006.01)

1

HO4 J 11/00
HO4 B 7/04

5

テーマコード（著者）

54022

SK022
SK050

審查請來 有 予備審查請來 未請來 (全 67 頁)

(21)出願番号 特願2006-553441 (P2006-553441)
(86) (22)出願日 平成16年2月19日 (2004.2.19)
(85)翻訳文提出日 平成18年10月23日 (2006.10.23)
(86)国際出願番号 PCT/EP2004/001632
(87)国際公開番号 WO2005/081480
(87)国際公開日 平成17年9月1日 (2005.9.1)

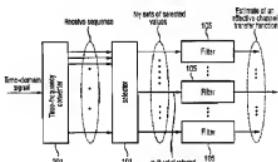
(71) 出願人 39202693
株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ
東京都千代田区永田町二丁目1番1号
(74) 代理人 100099623
弁理士 畠山 尚一
(74) 代理人 100096768
弁理士 有原 幸一
(74) 代理人 100107319
弁理士 松島 鉄男
(72) 発明者 アウター、グンター
トイド連邦共和国、80339 ミュンヘン
ン、ヴェステントシュトゥラーセ 61
F ターム(参考) 5K022 DB01 BD13 DD18 DD19 DB21
DB31
5K059 C001 E002

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 有効なチャネルの評価のための装置および方法ならびにパイロットシーケンスを提供するための装置および方法

(57) 【要約】

受信シーケンスから有効なチャネルを評価するためのチャネル評価器であって、前記受信シーケンスは、 N_t 個の送信ポイントから N_t 個の通信チャネルを介して受信ポイントに送信可能な N_t 個のパリオットシーケンスの重畠を含むものであり、ここで N_t 個のパリオットシーケンスは、第1のパリオットシーケンスの変調されたバージョンであり、前記有効なチャネルは、前記 N_t 個の送信ポイントから前記受信ポイントに延びる前記 N_t 個のチャネルの重畠を含むものであり、選択された値の N_t 個の集合を提供するためのセレクタ（101）であって、ある値の集合内のm番目の値から開始する前記受信シーケンスに含まれる前記値の集合から D_N 番目ごとの値を選択することにより前記選択された値の N_t 個の集合のうち選択された値のm番目の集合を提供し、ここで D はパリオット間隔である、セレクタ（101）と、フィルタされた値のm番目の集合に閑戻付けられたポイントでの前記有効なチャネルの評価を含んだ前記フィルタされた値のm番目の集合を提供するために、前記選択された値のm番目の集合をフィルタするフィルタ



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

受信シーケンスに基づいて有効なチャネルを評価するためのチャネル評価器であって、前記受信シーケンスは、 N_T 個の送信ポイントから N_T 個の通信チャネルを介して受信ポイントに送信可能な N_T 個のパイロットシーケンスの重複を含むものであり、

$N_T - 1$ 個のパイロットシーケンスは、第1のパイロットシーケンスの変調されたバージョンであり、

前記有効なチャネルは、前記 N_T 個の送信ポイントから前記受信ポイントに延びる前記 N_T 個のチャネルの重複を含むものであって、

選択された値の N_T 個の集合を提供するセレクタ(101)であって、ある集合内で m 番目の値から始めて前記受信シーケンスに含まれている前記ある集合の値から $D N_T$ 番目ごとの値を選択することにより、選択された値の N_T 個の集合の選択された値の m 番目の集合を提供するものであって、 D がパイロット間隔である、セレクタ(101)と、

フィルタされた値の m 番目の集合に関連付けられたポイントにおける前記有効なチャネルの評価を含んだ前記フィルタされた値の m 番目の集合を提供するために、前記選択された値の m 番目の集合をフィルタするためのフィルタ(105)と

を備えるチャネル評価器。

【請求項 2】

前記受信シーケンスは、複数の後続の受信シーケンス値を含むものであり、

D 番目ごとの受信シーケンス値は、 N_T 個のパイロットシーケンスの値によって決まるパイロット情報を含むものであり、

前記フィルタ(105)は、前記選択された値の m 番目の集合内の後続の値の間のインターポレートされた値を含むインターポレートされた第 m 番目の集合を提供するためのパイロット情報を含む前記選択された m 番目の集合内の後続の値の間をインターポレートするインターポレートフィルタであり、

前記フィルタ(105)は、前記インターポレートされた、選択された値の第 m 番目の集合を、前記フィルタされた値の m 番目の集合として提供するものである、

請求項1に記載のチャネル評価器。

【請求項 3】

前記フィルタ(105)は、関連付けられた、選択された値の集合内の後続の値の間の $N_T D$ 個のインターポレートされた値を提供するものであり、

前記選択された値の m 番目の集合に関連付けられた前記フィルタ(105)は、前記選択された値の m 番目の集合の後続の値の間の $N_T D$ 個のインターポレートされた値を提供するものである、

請求項1または2に記載のチャネル評価器。

【請求項 4】

前記フィルタ(105)は多項式インターポレートフィルタである、請求項1～3のいずれか一項に記載のチャネル評価器。

【請求項 5】

前記フィルタ(101)はウェーバーインターポレートフィルタである、請求項1～4のいずれか一項に記載のチャネル評価器。

【請求項 6】

前記セレクタ(101)は、選択された値の N_T 個の集合を提供するための N_T 個の出力を備えるものであり、

選択された値の m 番目の集合は、 m 番目の出力を介して提供されるものであり、

前記チャネル評価器は、フィルタされた値の N_T 個の集合を提供するための前記セレクタ(101)の N_T 個の出力に接続した N_T 個のフィルタを備えるものであり、

前記フィルタされた値の N_T 個の集合のうち m 番目の集合は、 m 番目の有効なチャネルの評価を含んだものであり、ここで前記 m 番目の有効なチャネルは、前記フィルタされた値の m 番目の集合に関連付けられたポイントにおける前記有効なチャネルの評価である、

請求項 1～5 のいずれか一項に記載のチャネル評価器。

【請求項 7】

前記 N_1 個のフィルタはローパスフィルタである、請求項 6 に記載のチャネル評価器。

【請求項 8】

前記受信シーケンスは時間ドメインシーケンスであり、

前記有効なチャネルは、 N_1 個のチャネルインパルス応答の重畳を含んだ有効なチャネルインパルス応答であり、

前記受信シーケンスは送信シーケンスの受信バージョンを含むものであり、ここで前記送信シーケンスは、第 1 のバイロットシーケンスの後続の値を前記送信シーケンスの D 番目ごとの値に割り当てるにより得られるものであり、ここで D は前記送信シーケンスにおける前記第 1 のバイロットシーケンスの後続の値の間のタイムインターパルであり、

前記第 1 のバイロットシーケンスの各値には $D - 1$ 個の送信値が続き、

前記第 1 のバイロットシーケンスの前記値はバイロット情報であり、

前記セレクタ (1 0 1) は、m 番目のタイムインスタンプにおいて受信可能な前記 m 番目の値から開始する前記選択された値の m 番目の集合を提供し、 $D N_1$ 番目ごとのタイムインスタンプにおいて受信可能な $D N_1$ 番目ごとの値を選択するものである、

請求項 1～7 のいずれか一項に記載のチャネル評価器。

【請求項 9】

前記セレクタ (1 0 1) は、前記受信シーケンスを受信するためのある入力と、選択された値の N_1 個の集合を提供するための N_1 個の出力とを備えるものであり、

前記選択された値の m 番目の集合は、前記 N_1 個の出力のうちの m 番目の出力を介して提供されるものである、

請求項 1～8 のいずれか一項に記載のチャネル評価器。

【請求項 10】

前記フィルタ (1 0 5) は、時間ドメインにおいてインターボレートを行うためのインターボレートフィルタである、請求項 8 または 9 に記載のチャネル評価器。

【請求項 11】

前記セレクタ (1 0 1) の N_1 個の出力に接続した N_1 個のフィルタを備え、

前記 N_1 個のフィルタ (1 0 1) は、インターボレートされた値の N_1 個の集合を、フィルタされた値の N_1 個の集合として提供するためのインターボレートフィルタであり、

前記 N_1 個のフィルタ (1 0 5) は、前記値の集合の後続のバイロットシーケンス値間のインターボレートされた $N_1 D$ 個の値を生成し、

前記インターボレートされた値の N_1 個の集合は、前記有効なチャネルインパルス応答の N_1 個の評価を含むものである、

請求項 9 または 10 に記載のチャネル評価器。

【請求項 12】

前記有効なチャネルインパルス応答の前記 N_1 個の評価から前記 N_1 個のチャネルインパルス応答を算出する手段をさらに備える請求項 1 に記載のチャネル評価器。

【請求項 13】

前記算出する手段は、前記 N_1 個のチャネルインパルス応答の重畳を含んだ前記有効なチャネルインパルス応答の前記 N_1 個の評価により決まる N_1 個の式から前記 N_1 個のチャネルインパルス応答を算出するものである、請求項 12 に記載のチャネル評価器。

【請求項 14】

前記受信シーケンスは周波数ドメインシーケンスであり、

前記有効なチャネルは有効なチャネル伝達関数であり、

前記受信シーケンスはマルチキャリアシーケンスの受信バージョンを含むものであり、前記マルチキャリアシーケンスの後続の値は、マルチキャリア変調方式の後続のサブキャリアに割り当てられるものであり、

N_1 個のバイロットシーケンスの後続の値は、D 番目ごとのサブキャリアに割り当てられるものであり、

10

20

30

40

50

前記セレクタ（101）は、m番目のサブキャリアに閾値付けられた前記m番目の値から開始する前記選択された値のm番目の集合を提供し、DN_T番目ごとのサブキャリアに閾値付けられたDN_T番目ごとの値を選択するものである、

請求項1～9のいずれか一項に記載のチャネル評価器。

【請求項15】

前記受信シーケンスは複数の受信シーケンス値を含むものであり、

前記セレクタ（101）は、複数の入力と、選択された値のN_T個の集合を提供するためのN_T個の出力を備えるものであり、

前記選択された値のm番目の集合は、m番目の出力を介して提供されるものである、

請求項14に記載のチャネル評価器。

10

【請求項16】

フィルタされた値のN_T個の集合を提供するため、前記セレクタ（101）のN_T個の出力に接続したN_T個のフィルタ（105）を備え、

フィルタされた値の各集合は、前記フィルタされた値のそれぞれの集合に閾値付けされたサブキャリアにより決まる周波数ポイントにおける前記有効なチャネル伝達関数の評価を含むものである、

請求項15に記載のチャネル評価器。

【請求項17】

前記N_T個のフィルタ（105）は、インターポレートされた値のN_T個の集合を、フィルタされた値のN_T個の集合として提供するインターポレートフィルタであり、

20

前記N_T個のフィルタは、前記値の集合内の後続の値の間のN_TD個のインターポレートされた値を生成するものであり、

前記インターポレートされた値のN_T個の集合は、前記有効なチャネル伝達関数のN_T個の評価を含むものである、

請求項15または16に記載のチャネル評価器。

【請求項18】

前記N_T個のフィルタ（105）は、周波数方向にインターポレートするためのインターポレートフィルタであり、

前記選択された値のm番目の集合内の前記値は、一連の周波数ポイントに閾値付けるものであり、

30

前記m番目のフィルタは、前記一連の周波数ポイント間の中間周波数ポイントに閾値付けられた中間値を有する前記フィルタされた値のm番目の集合を提供するものである、

請求項14～17のいずれか一項に記載のチャネル評価器。

【請求項19】

前記N_T個のフィルタは、時間方向にインターポレートするためのインターポレートフィルタであり、

前記m番目のフィルタ（105）は、第1のタイムインスタンスと第2のタイムインスタンスとの間の中間タイムインスタンスにおける選択された値のm番目の集合を提供するために、前記第1のタイムインスタンスにおける前記選択された値のm番目の集合または前記フィルタされた値のm番目の集合の対応する値と、前記第2のタイムインスタンスにおける前記選択された値のm番目の集合または前記フィルタされた値のm番目の集合内の値との間をインターポレートするものである、

40

請求項14～18のいずれか一項に記載のチャネル評価器。

【請求項20】

前記N_T個のフィルタ（105）は、周波数方向および時間方向に同時にインターポレートを行なうインターポレートフィルタである、請求項14～19のいずれか一項に記載のチャネル評価器。

【請求項21】

異なる周波数ポイントにおける前記N_T個のフィルタ（105）によって提供された前記チャネル伝達関数の前記評価を、複合有効なチャネル伝達関数に構成するためのコンボ

50

ーザをさらに備える請求項14～20のいずれか一項に記載のチャネル評価器。

【請求項22】

$N_T = 2$ であり、

第1のフィルタ（105）は、奇数番号のサブキャリアに関連付けられた周波数ポイントにおける前記チャネル伝達関数の評価を提供するものであり、

第2のフィルタ（105）は、偶数番号のサブキャリアに関連付けられた周波数ポイントにおける前記有効なチャネル伝達関数の評価を提供するものであり、

前記コンポーザは、奇数番号のサブキャリアに関連付けられた周波数ポイントにおける前記有効なチャネル伝達関数の前記評価の値を、前記複合有効なチャネル伝達関数の奇数番号のサブキャリアに割り当て、偶数番号のサブキャリアに関連付けられた周波数ポイントにおける前記有効なチャネル伝達関数の前記評価の値を前記複合有効なチャネル伝達関数の偶数番号のサブキャリアに割り当てることにより、前記複合有効なチャネル伝達関数を構成するものである、

請求項21に記載のチャネル評価器。

【請求項23】

オリジナルバイロットシーケンスから N_T 個のバイロットシーケンスを生成する装置であって、

前記 N_T 個のバイロットシーケンスは、 N_T 個の送信ポイントによって送信されるものであり、

前記 N_T 個のバイロットシーケンスのうちの μ 番目のバイロットシーケンスは、 N_T 個の送信ポイントの中の μ 番目の送信ポイントによって送信されるものであり、

割当てられたシーケンスを得るために前記オリジナルバイロットシーケンスの後続の値を、複数のサブキャリアを用いるマルチキャリア変調方式の D_f 番目ごとのサブキャリアに割り当てるアサイナ（901）と、

前記割当られたシーケンスを変換されたシーケンスに変換するための周波数・時間コンバータ（907）と、

前記変換されたシーケンスの μ 番目のコピーを提供する手段（909）と、

μ 番目のバイロットシーケンスを得るために前記変換されたシーケンスの前記 μ 番目のコピーを周期的に遅延させる手段（915）と

を備える装置。

【請求項24】

前記時間・周波数コンバータ（907）は、前記変換されたシーケンスの前記 μ 番目のコピーを提供するための前記手段（909）の入力に接続した出力を有するものである、請求項23に記載の装置。

【請求項25】

前記 μ 番目のコピーを提供する前記手段（909）は、前記変換されたシーケンスまたは前記変換されたシーケンスのコピーを、 N_T 個のバイロットシーケンスのうちの第1のバイロットシーケンスとして提供するものである、請求項23または24に記載の装置。

【請求項26】

前記変換されたシーケンスは、前記 N_T 個のバイロットシーケンスに対し共通である、請求項23～26のいずれか一項に記載の装置。

【請求項27】

前記周期的に遅延させる手段（915）は、 D_f に依存する遅延値によって前記変換されたシーケンスの前記 μ 番目のコピーを周期的に遅延させるものであり、または、

D_f は、遅延係数に依存するバイロット間隔である、

請求項23～26のいずれか一項に記載の装置。

【請求項28】

前記周期的に遅延させる手段（915）は、 D_f に依存する遅延係数により前記変換されたシーケンスの前記 μ 番目のコピーを周期的に遅延させるものであり、

前記 μ 番目のコピーの前記遅延係数

10

20

30

40

50

【数1】

$$\delta_{\text{cyc}}^{(\mu)}$$

は、前記 μ 番目のバイロットシーケンス

【数2】

$$\phi(\mu) \bmod 2\pi \in \left\{ 0, \frac{2\pi}{N_T}, 2 \cdot \frac{2\pi}{N_T}, \dots, (N_T - 1) \cdot \frac{2\pi}{N_T} \right\}$$

を得るために、以下の式から得られるものであり、

【数3】

$$\delta_{\text{cyc}}^{(\mu)} = N_{\text{FFT}} \phi(\mu) / 2\pi D_f(\mu-1)$$

であり、または、

前記アサイナ（901）は、前記オリジナルバイロットシーケンスの後続の値を D_f 番目ごとのサブキャリアに割り当てるものであり、 D_f は、前記遅延係数に依存するバイロット間隔であり、 D_f は以下の式から得られるものであり、

【数4】

$$D_f = \frac{kN_{\text{FFT}}}{N_T \delta_{\text{cyc}}}$$

ここで、 k は最大公約数 GCD が

【数5】

$$GCD(k, N_T) = 1$$

となるように選択されるものである、

請求項23～27のいずれか一項に記載の装置。

【請求項29】

前記時間・周波数コンバータ（907）は、シングルフーリエ変換を実行するシングルフーリエ変換器である、請求項23～28のいずれか一項に記載の装置。

【請求項30】

 D_f は偶数であり、前記アサイナ（901）は、前記オリジナルバイロットシーケンスの後続の値を第1のタイムインスタンスにおける奇数番号のサブキャリアから開始する D_f 番目ごとのサブキャリアに割り当て、前記オリジナルバイロットシーケンスの前記後続の値を前記第1のタイムインスタンスに続く第2のタイムインスタンスにおける偶数番号のサブキャリアから開始する D_f 番目ごとのサブキャリアに割り当てるものであり、またはその逆である、

請求項23～29にいずれか一項に記載の装置。

【請求項31】

前記 μ 番目のコピーを提供する前記手段（909）は、前記変換されたシーケンスの前記 μ 番目のコピーに乗算係数を乗算する乗算器（717）を備え、乗算されたコピーを前記乗算されたシーケンスの前記 μ 番目のコピーとして提供するものであり、前記乗算係数は、前記変換されたシーケンスの前記 μ 番目のコピーに関連付けられたナンバリングインデックスに依存するものである、

請求項23～30のいずれか一項に記載の装置。

10

20

30

40

50

【請求項 3 2】

前記乗算器（717）は、前記乗算係数

【数 6】

$$\alpha_l^{(\mu)} = e^{-j2\pi(\mu-1)/N_T[l/b_t]}$$

により 1 番目のタイムインスタンストにおいて送信される前記 μ 番目のパイロットシーケンスを得るために、前記変換されたシーケンスの前記 μ 番目のコピーを乗算するものであり

、
D_t は、前記 1 番目のタイムインスタンストと (1 + 1) 番目のタイムインスタンストとの間の時間間隔である、

請求項 3 1 に記載の装置。

【請求項 3 3】

受信シーケンスから有効なチャネルを評価するための方法であって、

前記受信シーケンスは、N_T 個の送信ポイントから N_T 個の通信チャネルを介して受信ポイントに送信できる N_T 個のパイロットシーケンスの重畳を含むものであり、

N_T - 1 個のパイロットシーケンスは、第 1 のパイロットシーケンスの変調バージョンであり、

前記有効なチャネルは、前記 N_T 個の送信ポイントから前記受信ポイントに延びる前記 N_T 個のチャネルの重畳を含むものであり、

選択された値の N_T 個の集合を提供するステップであって、前記選択された値の N_T 個の集合のうち選択された値の m 番目の集合は、ある集合内で m 番目の値から開始する前記受信シーケンスに含まれている前記ある集合から D N_T 番目ごとの値を選択することにより提供されるものであり、D はパイロット間隔である、ステップと、

前記選択された値の m 番目の集合をフィルタするステップであって、フィルタされた値の m 番目の集合に関連付けられたポイントにおける前記有効なチャネルの評価を含んだ前記フィルタされた値の m 番目の集合を提供する、フィルタするステップと

を含む方法。

【請求項 3 4】

オリジナルパイロットシーケンスから N_T 個のパイロットシーケンスを生成する方法であって、

前記 N_T 個のパイロットは、N_T 個の送信ポイントによって送信されるものであり、

前記 N_T 個のパイロットシーケンスの μ 番目のパイロットシーケンスは、N_T 個の送信ポイントの μ 番目の送信ポイントによって送信されるものであり、

割当てられたシーケンスを得るために前記オリジナルパイロットシーケンスの後続の値を、複数のサブキャリアを用いるマルチキャリア変調方式の D_t 番目ごとのサブキャリアに割り当てるステップと、

前記割当てられたシーケンスを変換されたシーケンスに周波数・時間変換するステップと、

前記変換されたシーケンスの μ 番目のコピーを提供するステップと、

前記 μ 番目のパイロットシーケンスを得るために前記変換されたシーケンスの前記 μ 番目のコピーを周期的に遅延させるステップと

を含む方法。

【請求項 3 5】

コンピュータ上で、請求項 3 4 に記載の方法を実行するために請求項 3 3 に記載の方法を実行するためのプログラムコードを有するコンピュータプログラム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0 0 0 1】

本発明は、電気通信の分野、特に受信機が 2 つ以上の送信アンテナから信号を受信する

10

20

30

40

50

マルチ入力のシナリオにおけるチャネル評価の分野に関する。

【背景技術】

【0002】

今日および将来のモバイル無線アプリケーションに必要な高データレートに対して着実に増加しつつある要求は、使用可能な帯域幅、すなわち使用可能なチャネル容量を効率的に利用する高データレートの送信技術を必要としている。従って、マルチ入力マルチ出力（MIMO）送信システムが近年かなりの重要性を確立している。MIMOシステムは、各々が送信アンテナを有する複数の送信ポイントと、各々が受信アンテナを有する複数の受信ポイントとを用いて、異なる通信チャネルを介し複数の送信ポイントによって送信される信号を受信する。MIMOシステムの重要なサブセットは、複数の送信ポイントと、それぞれの送信ポイントから（共通の）受信ポイントに延びる異なる通信チャネルを介し複数の送信ポイントによって送信される信号を受信する單一の受信ポイントとを用いるマルチ入力シングル出力（MISO）システムである。

【0003】

MIMOシステム、つまり複数の送信および受信アンテナを用いるシステムは、モバイル通信システムの容量を改良するために使用することができる。複数のMIMO送信技術のうち、周期的遅延ダイバーシティ技術（CDD）は将来の通信システムの有望な候補である。CDDは、A. Dammann、S. Kaiserらによる「Standard Comformable Antenna Diversity Techniques for OFDM and its Application to the DVB-T System」、Proc. IEEE Global Telecommunication Conference (GLOBECOM 2001)、San Antonio, USA, pp. 3100-3105, Nov. 2001に記載されているように、同一信号の遅延バージョンを複数の送信アンテナが送信する送信アンテナダイバーシティ方式である。より具体的には、CDD技術は、MIMOチャネルを周波数選択性が高い等価なシングル入力マルチ出力（SIMO）チャネルに変換、つまり空間ダイバーシティが周波数ダイバーシティに変換され、ここでオリジナル信号の各バージョンは、パラメータを設計するアンテナ固有遅延によって遅延される。

【0004】

周期的な遅延が導入されるとシンボル間干渉（ISI）が回避できるため、周期的遅延ダイバーシティ技術を好ましくは、例えばOFDM（直交周波数分割多重化）のようなマルチキャリア送信シナリオにおいて使用することにより、例えばOFDM方式の直交性が維持される。外部チャネルデコーダ、例えばトレリスデコーダは、周波数選択チャネルのダイバーシティを利用できるため、CDDはダイバーシティの追加ソースであると考えることができる。

【0005】

マルチキャリア変調、特に直交周波数分割多重化（OFDM）は、広範なデジタル通信システムにうまく適用されている。OFDMは1960年代に初めて導入された。離散フーリエ変換（DFT）を使用して、OFDM変調技術を効率的に利用できる。通信チャネルの最大遅延よりも長いガードインターバル（GI）にサイクリック・プレフィックスを導入することによって、シンボル間干渉（ISI）を完全に排除でき、また受信信号の直交性も維持できる。未来的モバイル通信システムは、現在のシステムよりも数倍高いデータレートをサポートすることになるため、適切なコード化およびインターリービングによるマルチキャリアシステムは、受信信号のスペクトル表現を提供する高速フーリエ変換（FFT）の適用による効果的な実施と、無線チャネルの欠陥に対する十分な堅牢性との両方を提供する。

【0006】

マルチキャリアCDMA（MC-CDMA、マルチキャリア符号分割多重化）と称される別のOFDMベースアプローチにおいては、周波数および／または時間方向の拡散が、OFDM変調に加えて導入されている。MC-CDMAは、S. Abeta, H. Ata

10

20

30

40

50

r a s h i, M. S a w a h a s h i らによる「P e r f o r m a n c e o f C o h e r e n t M u l t i - C a r r i e r / D S - C D M A a n d M C - C D M A f o r B r o a d b a n d P a c k e t W i r e l e s s A c c e s s」, I E I C E T r a n s a c t i o n s o n C o m m u n i c a t i o n s, v o l. E 8 4 - B, p p. 4 0 6 - 4 1 4, M a r. 2 0 0 1 に記載されているような 4 G システムのダウンリンクに対する有望な候補とみなされてきた。さらに、H. A t a r a s h i 、M. S a w a h a s h i らによる「V a r i a b l e S p r e a d i n g F a c t o r O r t h o g o n a l F r e q u e n c y a n d C o d e D i v i s i o n M u l t i p l e x i n g (V S F - O F C D M)」, i n 3 r d I n t e r n a t i o n a l W o r k s h o p o n M u l t i - C a r r i e r S p r e a d S p e c t r u m, & R e l a t e d T o p i c s (M C - S S 2 0 0 1), O b e r p f a f f e n h o f e n, G e r m a n y, S e p. 2 0 0 1 には、可変拡散係数を使用する M C - C D M A システム、つまり 4 G エアインタフェースのダウンリンク用の直交周波数および符号分割多重アクセスの可変拡散係数 (V S F - O F C D M) について記載されている。

【 0 0 0 7 】

複数の送信および受信アンテナ (M I M O) を用いるシステムが、モバイル無線システムの通信容量および品質を改良するために O F D M と併用可能である。A. N a g u i b 、N. S e s h a d r i 、A. C a l d e r b a n k らによる「S p a c e T i m e C o d i n g a n d S i g n a l P r o c e s s i n g f o r H i g h D a t a R a t e W i r e l e s s C o m m u n i c a t i o n」, I E E E S i g n a l P r o c e s s i n g M a g a z i n e, p p. 7 6 - 9 2, M a y 2 0 0 0 に記載されているような時空間コードや、空間多重化などの複数の送信アンテナを具備する O F D M システムについては、異なる信号が異なる送信アンテナから同時に送信される。A. W i t t n e b e n による「A N e w B a n d w i d t h E f f i c i e n t T r a n s m i t A n t e n n a M o d u l a t i o n D i v e r s i t y S c h e m e f o r L i n e a r D i g i t a l M o d u l a t i o n」, P r o c. I E E E I n t. C o n f e r e n c e o n C o m m u n i c a t i o n s (I C C ' 9 3), G e n e v a S w i t z e r l a n d, p p. 1 6 3 0 - 1 6 3 4, M a y 1 9 9 3 には、異なるアンテナがデータストリームの遅延バージョンを送信する低複雑性送信遅延ダイバーシティ方式について記載されている。これは、人工的なシンボル間干渉 (I S I) が生まれることを意味している。しばしばモバイル通信システムに必要とされるイコライザをイコライジングのために受信機で用いると、異なる送信ポイントが備えている異なる送信アンテナからの信号が無相関である場合にダイバーシティが利用可能である。

【 0 0 0 8 】

上記文献に記載されているようなオリジナルの送信ダイバーシティ方式は、周期的遅延ダイバーシティ (C D D) と称される O F D M に適用可能である。D F T (離散フーリエ変換) が周期シフトを位相シフトに変換するという特性を利用することにより、周期的遅延ダイバーシティが I S I を導入せずに提供できる。これは低複雑性の送信機構造をもたらす一方、従来の O F D M 受信機は維持される。このことは、C D D が、標準仕様を変えずに無線 L A N (ローカルエリアネットワーク) 規格、8 0 2. 1 1 a および H I P E R L A N / 2 規格、またはデジタルブロードキャスト規格 D V B - T などの既存の規格に組み込むことができるということを示唆している。残念ながら、C D D がチャネルをより周波数選択性的なものにすると、標準チャネル評価器は、実現されるダイバーシティの利益を部分的に相殺する大きな評価誤りを起こすことがある。特に、完全なチャネル情報を具備する C D D - O F D M の望ましい性能を実現するように思われる大きい周期的な遅延について、実際のチャネルの周波数選択性は極めて厳しい。

【 0 0 0 9 】

C D D - O F D M の主な利点の 1 つは、受信機への影響がないこと、つまり同一の受信

10

20

30

40

50

機構構造、例えば単アンテナOFDMシステムが使用できるという点である。

【0010】

しかしながら、無線システムにおけるコーピーレント送信技術であるCDDの使用により、チャネル評価として既知のモバイル無線チャネルのトラッキングが必要となる。例えば、マルチバスフェージングチャネルでOFDM信号を送信すると、受信信号は未知の振幅および位相のばらつきを有することになる。コーピーレント送信について、これらの振幅および位相のばらつきは、チャネル評価技術を適用することによって評価されるべきである。

【0011】

チャネルが周波数選択性のあるほど、コード化されたOFDMシステムは良好に機能する。上述のように、CDDはマルチ入力チャネルを、周波数選択性の高い等価なシングル入力（シングルアンテナ）チャネルに変換する。例えばCDDによるOFDMについては、Vehicular Technology Conference (VTC-spring 2004), Milan, Italy, Apr. 2004で公開されたG. Bauch, J. S. Malikらによる「Parameter Optimization, Interleaving and Multiple Access in OFDM with Cyclic Delay Diversity」によって、周期的な遅延は可能な限り大きいものであるべきことが分かった。しかしながら、周波数選択性の通信チャネルを介した送信では、通信チャネルの周波数選択性の動作について記述する正確なチャネル評価を提供する効率的なチャネル評価技術が必要となる。通信チャネルの周波数動作は通常、チャネル伝達関数によって記述されるものであり、これはチャネルインパルス応答のスペクトル表現である。

10

【0012】

通常、チャネル評価は、送信機から受信機に送信されるバイロットシーケンス（バイロットシンボル）に基づいて実行されるため、1つの通信チャネルまたは複数の通信チャネルは、（既知の）バイロットシーケンスおよびこの受信ページンを利用することによって評価可能である。受信機において、（既知の）バイロットシンボルおよびこの受信ページンは、OFDMシステムにとって重要な、例えばチャネル伝達関数の評価を得るために評価される。バイロットシンボル支援チャネル評価（PACE）について、MC-CDMAを含むOFDMベースシステムは、チャネルインパルス応答を評価するために全く同一のアルゴリズムを用いることができる。従って、説明の簡潔化のために、以下、OFDMシステムを一例とする。他のOFDMベースシステムへの拡張は容易である。

20

【0013】

しかしながら、チャネル伝達関数は多くの周波数ポイントでサンプリングされなければならないため、チャネル評価は、評価する通信チャネルの周波数選択性の増加に伴ってさらに困難になる。CDD-OFDMはチャネルをより周波数選択性のものとするため、実現可能な性能向上は、複数の質の悪いチャネル評価に関連する質の悪いチャネル評価により制限されることになる。

30

【0014】

CDD送信技術は新たな研究分野であるため、特にCDD送信システムについてのチャネル評価の問題はまだ解決されていない。

40

【0015】

CDDのチャネル評価に関する従来技術のアプローチは、チャネルが完全に既知であり、これがチャネル入力応答の係数の完全な情報を示唆していること、またはチャネル評価が、従来のシングル入力シングル出力（SISO）チャネル評価器、つまりシングルアンテナシステムで使用する評価器を使用して実行されることのいずれかを想定している。しかしながら、このチャネル評価アプローチは、小さい周期的な遅延の場合しか十分な結果を提供しない。Vehicular Technology Conference (VTC-spring 2004), Milan, Italy, Apr. 2004で公開されたG. Bauch, J. S. Malikらによる「Parameter Optimiza

50

zation, Interleaving and Multiple Access in OFDM with Cyclic Delay Diversity」において導出されているように、CDDが提供するチャネル周波数選択性を完全に利用するために、周期的な遅延はできる限り大きいものであるべきである。

【0016】

以下、CDD-OFDMアプローチについて詳細に説明する。

【0017】

図10は、OFDM変調器（左側）およびOFDM復調器（右側）のそれぞれのブロック図である。

【0018】

OFDM変調器は、IFFT変換器1103（IFFT=逆高速フーリエ変換）に接続した N_c 個の出力を有するシリアルパラレルコンバータ1101（S/P）を備えている。IFFT変換器1103は、ガードインターバル導入ブロック1105（GI=ガードインターバル）に接続した N_{FFT} 個の出力を有している。ガードインターバル導入ブロック1105は、送信信号を提供するための出力を有するパラレルシリアルコンバータ1107（P/S）に接続した複数の出力を有している。

【0019】

図10の右側に示されているOFDM復調器は、OFDM変調器とは対照的な構造を有している。特に、OFDM復調器は、1つの入力と、ガードインターバル削除ブロック1111に接続した複数の出力を有するシリアルパラレルコンバータ1109を備えている。ガードインターバル削除ブロック1111は、 N_{FFT} 個の入力および複数の出力を有するFFT変換器1113に接続した複数の出力を有しており、ここでFFT変換器1113の N_c 個の出力は、受信信号を提供するための出力を有するP/Sコンバータ1115に接続している。

【0020】

ここで検討しているOFDMベースMIMOシステムの場合、1つのOFDM変調器が送信アンテナごとに用いられるのに対し、OFDM復調は受信アンテナごとに独立して実行される。OFDMにおいて信号ストリームは、通常任意のマルチキャリア変調方式の場合 N_c 個のパラレルサブストリームに分割される。OFDMシンボルと呼ばれる1番目のシンボルブロックにおける、一般にサブキャリアと称される1番目のサブストリームは、 $X_{1,1}$ と表される。 N_{FFT} 個のポイントを具備する逆FFTがブロックごとに実行され、統いて $X_{1,n}$ を取得するためには N_{c1} 個のサンプルを有するガードインターバルが導入される。デジタルアナログ変換(D/A)後、信号 $x(t)$ が、インパルス応答 $h(t, \tau)$ を有するモバイル無線チャネルで送信される。

【0021】

図11は、チャネル評価のためのマルチ入力シングル出力(MISO)OFDMシステムのブロック図を示している。

【0022】

図11の左側に示されている送信機は、周波数および時間方向の通信チャネルを評価するための二次元(2D)パイロットシーケンスを生成するためのブロック1201を備えている。さらに送信機は、送信するデータストリームにパイロットシーケンスを導入するための複数のマルチブレクサ1203と、得られた信号を変調するための複数のOFDM変調器1205とを備えており、ここで各OFDM変調器は、変調信号を複数の通信チャネルを介して図11の右側に示されている受信機に送信するためのそれぞれの送信アンテナ1207に接続している。

【0023】

受信機は、OFDM復調器1211に接続した受信アンテナ1209を備えている。OFDM復調器1211の出力は、パイロットシーケンスの受信バージョンを逆多重化するためのデマルチブレクサ1213(DMUX)に接続している。デマルチブレクサ1213は、チャネル評価のためのチャネル評価器1215と、検出ブロック1217、例え

10

20

30

40

50

受信データストリームを提供するためのイコライザとに接続している。

【0024】

複数の送信アンテナを用いるシステムのチャネル評価においては、マルチ入力シングル出力システム、つまり1つの受信アンテナを用いるシステムを通常参照する。チャネル評価に関する限り、チャネル評価は受信アンテナプランチごとに独立して実行されるため、MIMOシステムへの拡張は容易である。そのため、以下MISOシステムについて考える。

【0025】

一般的に各送信アンテナは、 $x^{(\mu)}(t)$ および $h^{(\mu)}(t, \tau)$ で表される、通信チャネルを介して伝搬する独立データストリームを送信する。ここで、 μ は送信アンテナのインデックスである。受信機において、これらの信号は重畠 (superimposed) される。

【0026】

同期が完全であると仮定すると、サンプリングインスタン t における等価なバスバンドシステムの受信信号は以下のようになる。

【数1】

$$t = [n + \ell N_{\text{sym}}] T_{\text{sp},i}$$

$$Y_{t,n} \stackrel{\Delta}{=} y([n + \ell N_{\text{sym}}] T_{\text{sp},i}) = \sum_{\mu=1}^{N_t} \int_{-\infty}^0 h^{(\mu)}(t, \tau) \cdot x^{(\mu)}(t - \tau) d\tau + n(t) \Big|_{t=[n + \ell N_{\text{sym}}] T_{\text{sp},i}}$$

10

20

ここで、 N_t は送信アンテナの総数であり、 $x^{(\mu)}(t)$ は OFDM 变调後の送信アンテナ μ の送信信号を表しており、 $n(t)$ は付加ガウスノイズを表しており、 $N_{\text{sym}} = N_{\text{FFT}} + N_{\text{c},1}$ は OFDM シンボルごとのサンプル数を表している。受信機において、ガードインターバルは削除され、OFDM 变调の入力 $Y_{t,1}$ を得るために、信号サンプルの受信プロックに対し DFT を実行することによって情報が再生される。OFDM 变调後の受信信号は以下のように与えられる。

【数2】

$$Y_{t,1} = \sum_{\mu=1}^{N_t} X_{t,1}^{(\mu)} H_{t,1}^{(\mu)} + N_{t,1}$$

30

ここで

【数3】

$$X_{t,1}^{(\mu)}$$

および

【数4】

$$H_{t,1}^{(\mu)}$$

40

はそれぞれ、送信された情報シンボルと、1番目のOFDMシンボルのサブキャリア i における送信アンテナ μ のチャネル伝達関数 (CTF) を表している。項 $N_{1,1}$ はゼロ平均および分散 N_0 である付加ホワイトガウスノイズ (AWGN) を表している。以下、送信信号は、各々が N_c 個のサブキャリアを有する L 個のOFDMシンボルからなるとする。

【0027】

図12は、周期的遅延ダイバーシティ (CDD) を利用するOFDMベースシステムの送信機のプロック図である。

【0028】

送信機は、マルチブレクサ1303のさらなる入力を介して提供されるデータストリームに多重化するためのマルチブレクサ1303に提供されるバイロットシーケンスを生成

50

するためのブロック 1 3 0 1 を備えている。マルチブレクサ 1 3 0 3 は、パラレルシリアルコンバータ 1 0 3 7 (P/S) に接続した複数の出力を有する IFFT 变換器 1 3 0 5 (IFFT: 逆高速フーリエ変換) に接続した複数の出力を有している。そして P/S コンバータ 1 0 3 7 によって提供された信号は、 N_t 個の同一のコピーに分割される。ここで N_t は、送信ポイント数を表している。信号バス 1 3 0 9 を介して提供された第 1 のコピーは、ガード導入ブロック 1 3 1 1 に提供される。ガードインターバル導入後、得られた信号は第 1 のアンテナ 1 3 1 3 を介して送信される。

【0029】

第 2 の信号バス 1 3 1 5 を介して提供された第 2 のコピーは、周期的に遅延させる要素 1 3 1 7 に提供される。ガードインターバル導入後、得られた信号は第 2 の送信アンテナ 1 3 1 9 を介して送信される。従って、 N_t 番目の信号のコピーが、 N_t 番目の信号バス 1 3 2 1 を介して周期的に遅延させる要素 1 3 2 3 に提供される。ガードインターバル導入後、得られた信号は N_t 番目のアンテナ 1 3 2 5 を介して送信される。

10

【0030】

標準的な OFDM システムとの主な違いは、ガードインターバルの導入およびさらなる送信機におけるフロントエンド処理を行う前の

【数 5】

$$\delta_{cyc}^{(p)}$$

20

個のサンプルのアンテナ固有の遅延を含んだ送信機における遅延要素（遅延ユニット）である。信号処理は通常デジタル処理として実行されるため、遅延要素は周期的なシフトを実行するよう構成することができる。

【0031】

図 1 3 は、OFDM ベースの送信システムにおける対応する受信機のブロック図である。受信機は、ガードインターバル削除ブロック 1 4 0 3 に接続した受信アンテナ 1 4 0 1 を備える。ガードインターバルを削除した後、得られた信号は、FFT 变換器 1 4 0 7 に接続した複数の出力を有するシリアルパラレルコンバータ 1 4 0 5 (S/P) に提供される。FFT 变換器 1 4 0 7 は、チャネル評価のためにパイルオーバーを受信したものを逆多重化するためのデマルチブレクサ 1 4 0 9 (DMUX) に接続した複数の出力を有している。デマルチブレクサ 1 4 0 1 は、チャネル評価器 1 4 1 1 および検出器 1 4 1 3 に接続している。検出器 1 4 1 3 は例えば、チャネル評価器 1 4 1 1 によるチャネル評価プロバイダを使用して受信信号をイコライジングする。

30

【0032】

受信機は、等価な単一のアンテナチャネルを監視するため、受信機フロントエンドは、CDD が使用されているいないに関わらず、影響を受けない。

【0033】

しかしながら、(送信機での IFFT 後の) 時間ドメインにおける周期的な遅延は、(受信機での FFT 後の) 周波数ドメインにおける受信機での位相シフトに変換されるため、CDD 送信技術は、チャネルをより周波数選択的なものにする。従って、全てのサブキャリアがハイロットシンボルであるならば、標準的な OFDM 受信機を使用する場合のみ確実なチャネル評価が可能である。しかしながらこの場合、このアプローチは、ハイロットシーケンスの送信中に情報の送信が全くできないという問題がある。すなわち、チャネル評価はある時刻でのみ実行可能であるため、チャネル変化の連続トラッキングは実行できない。この問題について後に詳細に説明する。

40

【0034】

上記のとおり、有効 CTF は、個別の通信チャネルに関連付けられた複数の個別の CTF の重畠 (superposition) を含んでいる。しかしながら、それぞれの CTF に関連付けられたそれぞれの周期的な遅延は、追加の位相シフトを導入する遅延係数に関連付けられた追加のチャネル特性を導入するため、個別の CTF は直接的には重畠され

50

ない。従って、従来のO F D M受信機の標準チャネル評価ユニットは、C D D送信シナリオにおけるチャネル評価に適用される場合には機能しないであろう。A. D a m m a n n 、S. K a i s e r による「S t a n d a r d C o n f o r m a b l e A n t e n n a D i v e r s i t y T e c h n i q u e s f o r O F D M a n d i t s A p p l i c a t i o n t o t h e D V B - T S y s t e m」, Proc. I E E E G l o b a l T e l e c o m m u n i c a t i o n s C o n f e r e n c e (G L O B E C O M 2 0 0 1), S a n A n t o n i o, U S A, p p. 3 1 0 0 - 3 1 0 5, Nov. 2 0 0 1 において、C D Dは従来のO F D M受信機に準拠し、完全に標準的であると記載されているが、上記の問題は明らかに、残念ながらこれは一般的に事実ではないということを示しており、これについては後に詳述する。

10

【0 0 3 5】

図14は、得られた通信チャネルの特性に関するC D Dの影響を示している。

【0 0 3 6】

C D D - O F D Mの効果を示すために、有効C T F 1 6 0 1を、 $N_f = 2$ の送信アンテナとして考える。ここで、第1の送信ポイントから受信ポイントに延びる第1のフラットフェージングチャネルは、 $C T F \cdot H^{(1)}(f) = H^{(1)}$ を有しており、第2の送信ポイントから受信ポイントに延びる第2のフラットフェージングチャネルは、第2のC T F $H^{(2)}(f) = H^{(2)}$ を有している。第1のC T F および第2のC T F は、両者とも周波数が独立した第1および第2のアンテナのC T F であると考えることができる。さらに、O F D Mシンボルの期間の半分の周期的な遅延が、第2のアンテナ

20

【数6】

$$\tau_{cyc}^{(2)} = \delta_{cyc}^{(2)} T_{symbol} = T / 2$$

に対して導入されるとする。ここでTおよび T_{symbol} は、O F D Mシンボル期間およびサンプリング期間を表している。有効C T F（監視されるC T F）の大きさ1 6 0 1のスナップショットは、有効C T F がもはや周波数的に独立ではないことを表している。すなわち、周期的遅延ダイバーシティは、有効C T Fの周波数依存性によって示されるかなりの周波数ダイバーシティを導入する。

30

【0 0 3 7】

個々のアンテナブランチ $H^{(1)}$ および $H^{(2)}$ の2つの周波数的にフラットかつ独立したフェージングC T Fが、第2のアンテナの送信信号を周期的に遅延させることにより受信機において周波数選択的C T F $H(f)$ に変換されていることが分かる。有効C T Fの大きさ1 6 0 1 $|H(f)|$ は、 $|H^{(1)}| + |H^{(2)}|$ と $|H^{(1)}| - |H^{(2)}|$ との間で振動する正弦波である。

【0 0 3 8】

パイロットシンボル支援チャネル評価 (p i l o t - s y m b o l a i d e d c h a n n e l e s t i m a t i o n : P A C E) について、既知のシンボル（パイロット）が、 D_f 個のサブキャリアの等距離間隔で導入される。一例として、上記の例の場合、 $D_f = 2$ 、つまり2番目ごとの送信サブキャリアは、パイロット（パイロット値）を含むとされる。この場合、 $H(f = 2i/T) = H^{(1)} + H^{(2)}$ のみが観察可能である。このことは、全サブキャリア上のチャネルを評価するために、パイロットシンボル間を基本的にインター博レートするための従来のS I S Oチャネル評価器が、周波数フラットチャネル

40

【数7】

$$\hat{H}(i/T) = H^{(1)} + H^{(2)}$$

を評価するであろうことを意味している。このことは、チャネルが奇数のサブキャリアについて評価不可能であることを意味しており、これにより奇数のサブキャリアのすべてが失われたことを意味している。 $D_f = 1$ のパイロット間隔を使用する場合、つまり全サブ

50

キャリアがバイロットシンボルである場合のみ、確実なチャネル評価が、上記シンボルの例の場合にも可能である。しかしながら、このアプローチは、バイロットシーケンスの送信中は情報の送信ができないため、使用可能な帯域幅を十分に利用できないという上記問題に関連している。

【0039】

上記問題の一つの解決策は、MISOバイロットグリッドを導入すること、つまり各送信アンテナが、それぞれのバイロットシーケンスに割り当てられるということである。残念ながら、図12に示されているCD-OFDMの単純なトランシーバ構造を維持することはできない。その代わり、バイロットグリッドはOFDM変調前に導入されるため、各送信アンテナは、それぞれのIFFTユニットを必要とする。これは、複雑な送信機構造につながる。

10

【0040】

図15は、アンテナごとに個々のバイロット導入ユニットを使用するCD-OFDMシステムの送信機のブロック図である。

【0041】

データストリームは、複数の同一のコピーに分割され、各コピーは、バイロットシーケンスジェネレータ1503によって生成されるバイロットシーケンスをデータストリームのそれぞれのコピーに多重化するためのそれぞれのマルチブレクサ1501に提供される。マルチブレクサ1501は、複数のIFFT変換器のうちのIFFT変換器1505に接続した複数の出力を有している。各変換器1505はパラレルシリアルコンバータ1507に接続した複数の出力を有しており、各パラレルシリアルコンバータは、対応する信号バスに関連付けられている。上記説明によれば、第1の信号バス1509は、第1のアンテナ1513に接続した出力を有するガード導入ブロック1511に接続している。従って、第2の信号バス1515は、第1の遅延要素1517およびガード導入ブロックを介して、NT個の送信アンテナのうちの別の送信アンテナに接続している。従って、NT個のバスのうちのNT番目のバス1519は、遅延要素1519およびガード導入ブロックによって関連付けられる送信アンテナに接続している。

20

【0042】

図15に示されている送信機は、追加のIFFTユニットがアンテナごとに必要となる場合に、生じる送信機の複雑度が増えることを示している。このことは、送信機および受信機双方の要件によって妥協されるであろうCD送信技術の主要な利点の1つ、つまり簡略性に対して複雑度を増大させる。

30

【0043】

受信機について、図12に示されているような一般的な構造は、真のMISO評価器、つまりサブキャリア1つにつきNT個のCTF（複数のCTF）を評価するのに適した評価器を備えている。しかしながら、これは一般的には、シングル入力シングル出力（SISO）チャネル評価ユニットよりも複雑である。

【0044】

複雑度の増大は、受信機が個別の通信チャネルのCTFの評価を分割できるようにするために、追加の信号処理部分が送信アンテナバスごとに使用されるという事実による。

40

【0045】

同じことが、異なる通信チャネルに関連付けられた複数のチャネルインパルス応答の重疊を備える有効なチャネルインパルス応答の場合にも言える。

【0046】

本発明の目的は、有効なチャネルを効率良く評価するための概念を提供することである。

【0047】

本目的は、請求項1に係るチャネル評価器、請求項23に係るNT個のバイロットシーケンスの生成装置、請求項33に係る有効なチャネル評価方法、請求項34に係るNT個のバイロットシーケンスの提供方法、または請求項35に係るコンピュータプログラムに

50

よって達成できる。

【0048】

本発明は、時間ドメイン信号または周波数ドメイン信号であるバイロットシーケンスを変調したものが、バイロットシーケンスと変調シーケンスの乗算から得られるということを発見したことに基づいている。変調シーケンスが非ゼロキャリア周波数を有するキャリア波を表す場合、バイロットシーケンスのある値に変調シーケンスの同じ係数が掛け合わされる。本発明によれば、有効なチャネル、つまり有効なチャネルインパルス応答または有効なチャネル伝達関数が、選択された値の1つ以上の集合を受信シーケンスから選択することによって直接評価され、ここで各値の集合は、送信機で使用される変調シーケンスの同一係数に関連した値のみを含んでいる。従って、変調の効果はない。各選択された値の集合は、異なる通信チャネルを介して送信される異なるバイロットシーケンスの重疊係数を含んでおり、ここで異なる通信チャネルは、チャネルインパルス応答またはチャネル伝達関数によって表すことができる。

【0049】

上記の周期的なダイバーシティシナリオを一例として再び考えると、時間ドメイン信号の周期的な遅延は、時間ドメイン信号のスペクトル表現の係数に依存した位相シフトを導入する。この動作は、位相シフトシーケンスが非ゼロキャリア周波数を有するキャリア波を表す場合には時間ドメイン信号のスペクトル表現をアップコンパートまたはダウンコンパートすることに相当するため、時間ドメイン信号のスペクトル表現に、変調シーケンスである複素数または実数の位相シフトシーケンスを係数のように乗算することに等しい。OFDMシステムを再度参照すると、周波数ドメインバイロットシーケンスに変調シーケンスが乗算される場合、バイロットシーケンスは周波数ドメインで変調可能である。変調シーケンスまたは得られたシーケンスの後続の値が、同じ大きさおよび反対の符号を有するように変調シーケンスが選択される場合、変調シーケンスは位相シフトシーケンスとすることが可能である。例えば位相シフトシーケンス+1、-1、+1、-1などは、180°の係数的な位相シフトを導入する。この場合、位相シフトシーケンス(変調シーケンス)は、正弦または余弦波のサンプリングバージョンとすることができます。

【0050】

周期的遅延ダイバーシティシナリオの場合を一例として再度参照すると、有効なチャネル伝達関数はサブキャリアについて、つまり位相シフトシーケンス(変調シーケンス)のアップコンパートまたはダウンコンパートの同一係数に関連付けられた周波数ポイントについて直接評価することができる。位相シフトシーケンスについての上記実施形態の場合、1つおきのサブキャリアは、正の符号を有する位相シフトシーケンスの値(係数)に関連付けられる。従って、別の1つおきのサブキャリアが、負の符号を有する位相シフトシーケンスの別の1つおきの値に関連付けられる。本発明によると、有効なチャネル伝達関数は、位相シフトシーケンス(変調シーケンス)の符号および大きさについて同じ値に関連付けられた周波数ポイント(サブキャリア)での有効なチャネル伝達関数の係数を別個に評価することによって評価可能である。上記例を再度参照すると、有効なチャネル伝達関数は、1つおきのサブキャリア(偶数のサブキャリア)に関連付けられた周波数ポイント、かつ別の1つおきのサブキャリア(奇数のサブキャリア)に関連付けられた周波数ポイントでの有効なチャネル伝達関数を別個に評価することによって直接評価することができる。

【0051】

個々のチャネル伝達関数は、有効なチャネル伝達関数の評価から再構築することができる。このために、例えば、偶数のサブキャリアでのチャネル伝達関数の評価、および奇数のサブキャリアでの有効なチャネル伝達関数の評価がインターボレートされ、N_T個の等式を決定するサブキャリア1つにつきN_T個の評価が得られる。

【0052】

例えば、周期的な遅延は、図14の実施形態に関して論じたように、OFDMシンボル期間の半分に相当する。本発明によると、有効なチャネル伝達関数の係数は、偶数および

10

20

30

40

50

奇数のサブキャリアについて別個に評価される。この場合、スペクトル表現に位相シフトシーケンスの係数を乗算することにより生じるアップコンバートまたはダウンコンバート効果が補償される。

【0053】

一般的に、本発明によると、有効なチャネル伝達関数は、異なる集合内の周波数ポイントにおける有効なチャネル伝達関数についての複数の評価から評価され、ここで各集合内の周波数ポイントは、位相シフトシーケンスの等しい係数に関連付けられている。すなわち、それぞれの集合内の周波数ポイントに関連付けられた周波数ポイントにおいて有効なチャネル伝達関数を評価することにより、これらの周波数ポイントでの有効なチャネル伝達関数の評価が提供される。

10

【0054】

本発明によると、これらの評価は、例えば周波数ポイントでの受信信号のスペクトル表現をイコライジングするために使用可能である。しかしながら、異なる周波数ポイントでの有効なチャネル伝達関数の評価は、考慮する周波数ポイントごとの評価を含んだ有効なチャネル伝達関数の複合的な評価に含めることができる。上記例の場合、有効なチャネル伝達関数の結果として得られる複合的な評価は複数の係数を含んでおり、1つおきの係数は、個数のサブキャリアにおける有効なチャネル伝達関数の評価の後続の係数に対応しており、また別の1つおきの係数は、奇数のサブキャリアにおける有効なチャネル伝達関数の評価の一連の係数に対応している。

20

【0055】

本発明によると、一例として、そのコピーが遅延される時間ドメインバイロットシーケンスが、CDD-OFFDMシナリオにおけるマルチキャリアシーケンスの周波数・時間変換から得られる場合でも、単純なCDD送信構造が維持できる。マルチキャリアシーケンスは、例えば周波数ドメインにおける第1のバイロットシーケンス（オリジナルシーケンス）の一連の値を、マルチキャリア変調方式の複数の一連のサブキャリアの D_f 番目ごとのサブキャリアに割り当てるにより取得可能である。従って、情報の値を残りのサブキャリアに割り当てるができるため、チャネルトラッキングのための同時データ送信およびバイロット送信が可能である。従って、時間ドメインにおけるバイロットシーケンスは、トレーニング部分と情報部分とを含んでいる。

30

【0056】

本発明の概念のさらなる利点は、 $D_f > 1$ の場合における図12および13に示されているような従来の送信機および受信機構造が使用可能であることをもたらすCDD-OFFDMシステムの単純なトランシーバ構造が維持できるという点である。このようなより大きなバイロット間隔 D_f は、帯域幅の効率的かつ堅牢なチャネル評価方式についてモバイルユーザの高速度性をサポートするのに必要となる。

【0057】

本発明のさらなる利点は、本発明の概念によって任意の周期的な遅延

【数8】

$$\delta_{\text{cyc}}^{(\mu)}$$

40

によるCDD-OFFDM送信システムの使用が可能になるということから得られる。従来のチャネル評価技術によってサポート可能な周期的な遅延

【数9】

$$\delta_{\text{cyc}}^{(\mu)}$$

の範囲は制限されているのに対し、任意の

【数10】

$$\delta_{\text{cyc}}^{(\mu)}$$

50

は本発明の方法を使用してサポート可能である。従来のSISO評価器は、最大の周期的な遅延

【数11】

$$\tau_{cyc}^{(\mu)} = \delta_{cyc}^{(\mu)} T_{sp1} = (\mu - 1)T / N_T$$

が選択される場合には、 $D_f = 1$ のパイロット間隔を有していなければならない。他方、本発明の評価方法は、

【数12】

$$\tau_{cyc}^{(\mu)} = (\mu - 1)T / N_T$$

の最大の周期的な遅延のための評価器を提供する。さらに、 D_f の選択についての制約は、従来の評価器と比較してそれ程厳しくない。これによりパイロットに起因するオーバーヘッドを効果的に削減することができる、つまり、パイロット間隔 D_f を増大させることができる。さらに、 $D_f = 1$ のシステムについても本発明の評価器は利点を有するため、本発明の概念はチャネル評価の性能を改善できる。周期的な遅延についての情報が受信機において効率的に利用されるため、複雑度および計算コストを増大させることなく性能を改善できる。

【0058】

さらに、本発明の概念は、受信機における有効なチャネルインパルス応答の評価に適用できる。有効なチャネルインパルス応答は、有効なチャネル伝達関数を周波数・時間変換したものである。パイロットシーケンスが時間ドメイン信号である場合、パイロットシーケンスと変調シーケンスの乗算は、パイロットシーケンスの時間ドメインサンプル（値）と、変調または位相シフトシーケンスの時間ドメイン値との係数的な乗算に等しい。通信チャネルがフラットフェージングチャネルである場合、フラットフェージングチャネルはシンボル間干渉を取り込んだり、ごくわずかなシンボル間干渉を取り込んだりしないため、有効なチャネルインパルス応答は、有効なチャネル伝達関数を評価するのと同様に評価できる。この点で、フラットフェージングチャネルは、例えば2つの後続の送信信号値間の時間間隔よりも短い短時間のチャネルインパルス応答を有するチャネルである。例えば、チャネルインパルス応答は、チャネルの影響を表す1つのタップのみによって表される。

【0059】

従って、周波数ドメインにおける有効なチャネル伝達関数に関連する事項も有効なチャネルインパルス応答に適用するため、複数のチャネルインパルス応答の重畠を含んだ有効なチャネルインパルス応答の後続の係数は、別個に評価できる。

【0060】

本発明のさらなる実施形態について、以下の図面を参照しながら詳細に説明する。

【発明を実施するための最良の形態】

【0061】

図1は、受信シーケンスから有効なチャネルを評価するための本発明に係るチャネル評価器のブロック図である。

【0062】

チャネル評価器は、単一の入力または複数の入力を介して受信シーケンスを受信するためのセレクタ101を備えている。セレクタ101は N_T 個の出力を有しており、 N_T は通信チャネル数、つまり受信機における送信ポイント数である。セレクタの各出力は、 N_T 個のフィルタのうちのフィルタ105に接続しており、各フィルタ105は1つの出力を有している。

【0063】

図1に示されている本発明に係るチャネル評価器は、受信シーケンスから有効なチャネル評価器

10

20

30

40

50

ルを評価する。受信シーケンスは、時間ドメイン信号または周波数ドメイン信号である。より具体的には、受信シーケンスは、 N_T 個の送信ポイントから N_T 個の通信チャネルを介して1個の受信ポイントに送信可能な N_T 個のバイロットシーケンスの重疊を含んでいる。 N_T 個のバイロットシーケンスのうち、 $N_T - 1$ 個のバイロットシーケンスは、上記説明したように第1のバイロットシーケンスを変調したものであってもよい。有効なチャネルは、 N_T 個の送信ポイントから受信ポイントに延びる N_T 個のチャネルの重疊を含んでおり、ここで受信ポイントは、本発明のチャネル評価器を備えている。受信シーケンスが時間ドメイン信号の場合、有効なチャネルは、 N_T 個の個別の通信チャネルに関連付けられた N_T 個のチャネルインパルス応答の重疊を含んだ有効なチャネルインパルス応答である。従って、受信シーケンスが周波数ドメイン信号の場合、有効なチャネルは、 N_T 個の通信チャネルに関連付けられた N_T 個のチャネル伝達関数の重疊を含んだ有効なチャネル伝達関数である。

【0064】

本発明によると、セレクタ101は、選択された値の N_T 個の集合を提供し、ここで各選択された値の集合は、変調シーケンス、つまり第1のバイロットシーケンスを変調する位相シフトシーケンスの同一の値（係数）に関連付けられた、選択された値を含んでいる。

【0065】

より具体的には、本発明のセレクタ101は、受信シーケンスに含まれているある値の集合、言い換えると、この値の集合内のm番目の値から開始する受信シーケンスから D_N 番目ごとの値を選択することにより、選択された値の N_T 個の集合の選択された値のm番目の集合を提供する。ここで、 D はバイロット間隔である。

【0066】

バイロット間隔が $D = 1$ の場合、受信シーケンスの全ての値はバイロット情報、つまりバイロットシーケンス値を含んでいる。 $D > 1$ の場合、受信シーケンスに含まれているある値の集合内のD番目ごとの値はバイロット情報を含んでいる。例えば、受信シーケンスは、複数の時間ドメイン送信信号の重疊を含んだ時間ドメイン信号である。例えば、第1の送信信号は第1のバイロットシーケンスを含んでおり、他の送信信号は第1のバイロットシーケンスを変調したものを含んでいる。 $D = 1$ の場合、第1の送信信号の後続の値は第1のバイロットシーケンスの後続の値であるため、第1の送信信号は第1のバイロットシーケンスのみを含んでいる。 $D > 1$ の場合、第1のバイロットシーケンスの後続の値は、第1の送信信号のD番目ごとの値に割り当てられ、送信信号の他の値は、例えば情報値であってもよい。具体的には、送信信号はこの場合、第1のバイロットシーケンスの後続の値の間にある $D - 1$ 個の情報値を含んでいる。受信シーケンスが時間ドメイン信号である場合、 $D = D_t$ である。ここで、 D_t は、送信バイロットシーケンスの2つの後続の値の間のタイムインスタンスである。

【0067】

受信シーケンスが周波数ドメイン信号の場合、 D は周波数ドメインのバイロット間隔を表しており、受信シーケンスのD番目ごとの値は、チャネル情報を含んだサブキャリアに関連付けられる。従って、この場合は $D = D_f$ であり、ここで D_f は周波数ドメインのバイロット間隔、つまりバイロットシーケンス値を含んだ2つのサブキャリア間の周波数インターパル、一般的にはバイロット情報を表している。

【0068】

選択された値のm番目の集合を選択するために、セレクタは、例えばある値の集合内のm番目の値から開始するm番目の部分集合を選択する。ゆえに、インデックスmは、選択されるm番目の集合内の先頭に関する情報を提供するナンバリングインデックスである。

【0069】

選択された値の N_T 個の集合の各々は、有効なチャネル評価を提供するために関連フィルタ105によってフィルタされる。例えば、選択された値のm番目の集合をフィルタするためのフィルタ105は、フィルタされた値のm番目の集合に関連付けられたポイント

10

20

30

40

50

での有効なチャネル評価を含んだフィルタされた値のm番目の集合を提供する。ここでポイントは、周波数ドメイン受信シーケンスの場合の時間ドメイン受信シーケンス、または周波数ポイント（サブキャリア）の場合のタイムインスタンスであってもよい。

【0070】

より具体的には、フィルタ105の各々は、有効なチャネル評価を提供し、これは有効なチャネル伝達閾数または有効なチャネル入力応答の評価である。N_T個のフィルタ105は、異なるポイント、つまり異なる周波数ポイントまたは異なる時間ポイントでの有効なチャネルのN_T個の評価を提供する。

【0071】

D>1の場合、受信シーケンスは複数の後続の受信シーケンス値を含んでおり、D番目ごとの受信シーケンス値は、第1のバイロットシーケンスの値によって決まるバイロット情報を含んでいる。一例として選択された値のm番目の集合を考えると、フィルタ105は、選択された値のm番目の集合内の後続の値の間のインターボレート値を含んだ値のインターボレートされたm番目の集合を提供するためのバイロット情報を含んだ選択された値のm番目の集合内の後続の値の間をインターボレートするためのインターボレートフィルタである。すなわち、選択された値のm番目の集合により決まるm番目の信号バスに関連付けられたフィルタ105は、後続の値の間をインターボレートし、これは、インターボレート値を提供するためにインターボレート用のサンプリングポイントまたはサポートポイントとして使用される。さらに、フィルタ105は、選択された値のインターボレートされたm番目の集合を、選択された値のm番目の集合として提供する。他のフィルタ105も同様に動作する。

【0072】

フィルタ105は、選択された値の集合内の各々の後続の値の間のD-1個のインターボレート値を提供することができる。例えば、選択された値のm番目の集合に関連付けられたフィルタ105は、選択された値のm番目の集合内の後続の値の間のD-1個のインターボレート値を提供する。この場合、選択された値の集合の各々の長さは、受信シーケンスの長さまで拡張され、各フィルタ105は、受信シーケンス値ごと、つまりポイントごとの有効なチャネル評価を提供する。ここでN_T個の有効なチャネル評価のうちの各有効なチャネル評価は、異なる選択された値の集合に適用されるインターボレート方式を実行することにより提供される。例えば、フィルタ105はローパスインターボレートフィルタ、多項式インターボレートフィルタ、またはウェーナーインターボレートフィルタである。さらに、フィルタ105は、ローパスフィルタであってもよい。

【0073】

上記のとおり、受信シーケンスは、時間ドメインシーケンスであってもよい。この場合、有効なチャネルは、N_T個のチャネルインパルス応答の重畳を含んだ有効なチャネルインパルス応答であり、ここで受信シーケンスは、送信シーケンス、例えば上記の第1の送信シーケンスの受信バージョンを含んでいる。送信シーケンスは、送信シーケンスのD番目ごとの値に第1のバイロットシーケンスの後続の値を割り当てることにより得られる。ここでDは、上記説明したように、送信シーケンスにおける第1のバイロットシーケンスの後続の値の間の時間間隔である。特に、第1のバイロットシーケンスのそれぞれの値に、例えば送信する情報を含んだD-1個の送信値が続き、ここで第1のバイロットシーケンスの値はバイロット情報、つまりチャネル評価に使用する追加情報である。時間ドメイン受信シーケンスの場合、セレクタは、m番目のタイムインスタンスで受信可能なm番目の値で開始する選択された値のm番目の集合を提供し、D N_T番目ごとのタイムインスタンスで受信可能なD N_T番目ごとの値を選択する。すなわち、時間ドメイン受信シーケンスは、セレクタ101によって順次処理されるシリアルデータスクリームであってもよい。従って、セレクタ101は、受信シーケンスを受信するための1つの入力と、選択された値のN_T個の集合を提供するためのN_T個の出力を備えていてもよい。ここで選択された値のm番目の集合は、N_T個の出力のうちのm番目の出力を介して提供される。

【0074】

10

20

30

40

50

しかしながら、選択前にシリアルバラレルコンバータが適用される場合には、時間ドメインにおける受信シーケンスは、バラレルデータストリームであってもよい。この場合、セレクタ101は複数の入力を備え、ここでそれぞれの入力は、受信シーケンスの単一の値に関連付けられる。

【0075】

上記のとおり、セレクタのNT個の出力に接続されたNT個のフィルタは、ある値の集合内の後続の値の間のD-1個のインターボレート値を生成するためのインターボレートフィルタである。ここで、インターボレート値のNT個の集合は、有効なチャネルインバルス応答のNT個の評価を含んでいる。上記のとおり、D=1の場合、フィルタ105は、例えばチャネルノイズを抑えるためにインターボレートを実行せずに、例えば選択された10値の集合をローパスフィルタしてもよい。

【0076】

本発明のさらなる態様によると、本発明のチャネル評価器はさらに、NT個のチャネルインバルス応答の重畳を含んだ有効なチャネルインバルス応答のNT個の評価によって決まる、例えばNT個の代数式を解くことにより有効なチャネルインバルス応答のNT個の評価からNT個のチャネルインバルス応答を算出する手段を備えてもよい。図14およびこれに関連する説明を再度参照すると、有効なチャネル伝達関数1601は、チャネル伝達関数を重複的に含んでいる。フラットフェーリングチャネルの場合、同一の物理的影響が時間ドメインで観察されるため、有効なチャネルインバルス応答が観察できる。従って、有効なチャネルインバルス応答が含んだ重畳されたチャネルインバルス応答を全く同様に算出することができる。

【0077】

本発明によると、チャネルインバルス応答は、有効なチャネルインバルス応答のNT個の評価から取得でき、ここで評価はインターボレート評価である。本発明によると、まずフィルタ105の各々によって提供される有効なチャネルインバルス応答の評価はインターボレートされるため、有効なチャネルインバルス応答のインターボレート評価値は、受信シーケンス値に関連付けられたタイムインスタンスごとに提供される。従って、NT個のチャネルインバルス応答を算出する本発明に係る手段は、有効なチャネルインバルス応答のNT個のインターボレート評価を使用し、全てのタイムインスタンス、つまり全ての時間ポイントについて通信チャネルに関連付けられたチャネルインバルス応答値を提供する。

【0078】

上記のとおり、受信シーケンスは、例えば受信時間ドメイン信号の時間・周波数変換から得られる周波数ドメインシーケンスであってもよい。この場合、有効なチャネルは有効なチャネル伝達関数であり、ここで受信シーケンスは、マルチキャリア送信シナリオ、例えばOFDMに関連した送信マルチキャリアシーケンスを受信したものを含んでいる。例えば、マルチキャリアシーケンスは、マルチキャリア変調方式の後続のサブキャリアに割り当てられる後続の値を含んでいる。この場合、第1のバイロットシーケンスは周波数ドメインバイロットシーケンスであってもよい。ここで、第1のバイロットシーケンスの後続の値はD番目ごとのサブキャリアに割り当てられる。ここで、Dはこの場合には周波数ドメインのバイロット間隔を表しており、つまりD=Dfである。例えば、第1のバイロットシーケンスの第1の値とバイロットシーケンスの第2の値との間のマルチキャリアシーケンスの残りのD-1個の値は、情報信号値である。この場合、本発明のセレクタ101は、m番目のサブキャリアに関連付けられたm番目の値から開始する選択された値のm番目の集合を提供し、DN_T番目ごとのサブキャリアに関連付けられたDN_T番目ごとの値を選択する。

【0079】

周波数ドメインにおける受信シーケンスは、バラレルデータストリームであってもよい。好ましくは、本発明のセレクタ101は、複数の受信シーケンス値に関連付けられた多数の入力を備えている。

10

20

30

40

50

【0080】

従って、セレクタ101のN₁個の出力に接続されたN₁個のフィルタ105は、フィルタされた値のN₁個の集合を提供し、ここで各フィルタされた値の集合は、それぞれのフィルタされた値の集合に関連付けられたサブキャリアによって決まる周波数ポイントでの有効なチャネル伝達関数の評価を含んでいる。

【0081】

以下、説明の簡略化のために、セレクタ101は選択された値のN₁個の集合をシリアルデータとして出力、つまり選択された値のm番目の集合がシリアルデータストリームであるとする。

【0082】

フィルタ105は、対応するフィルタされた値の集合に関連付けられたサブキャリアによって決まる周波数ポイントでの有効なチャネル伝達関数の評価を提供するために、選択された値のN₁個の集合をフィルタする。例えば、選択された値のm番目の集合に関連付けられたフィルタ105は、フィルタされた値のm番目の集合に関連付けられたサブキャリアによって決まる周波数ポイント、つまりm番目のサブキャリアから開始するD_fN₁番目ごとのサブキャリアによって決まる周波数ポイントでの有効なチャネル伝達関数の評価を含んだフィルタされた値のm番目の集合を提供するために、選択された値のm番目の集合をフィルタする。

【0083】

選択された値のm番目の集合のスペクトル表現は、オリジナルのスペクトル領域、例えばベースバンドスペクトル領域に対応するため、N₁個のフィルタは、各選択された値の集合に適用されるローパスフィルタである。例えば、N₁個のフィルタは、チャネルノイズを削減する。さらに、N₁個のフィルタは、多项式インターポレートやウィーナーインター ポレートを実行するためのローパスインターポレートフィルタであってもよい。

【0084】

例えば、N₁個のフィルタは、周波数方向にインターポレートするためのインターポレートフィルタである。より具体的には、選択された値のm番目の集合は、D_fN₁番目ごとのサブキャリアに関連付けられた一連の周波数ポイント間に関連付けられる。m番目のフィルタは、フィルタに基づくインターポレートによって、一連の周波数ポイント間の中間周波数ポイントに関連付けられた中間値を有するフィルタされた値のm番目の集合を提供する。すなわち、本発明のフィルタは、同一値の係数、例えば同一の位相シフトシーケンス値に関連付けられた周波数ポイントでのインターポレートを実行する。

【0085】

インターポレートの場合の本発明のフィルタの動作を説明するために、奇数のサブキャリアのチャネル伝達関数が、4番目ごとのサブキャリアに関連付けられた周波数ポイントでのみ取得可能である場合について、図14を再度参照する。この場合、本発明のフィルタは、2番目ごとの偶数のサブキャリアに関連付けられた周波数ポイントでの中間値を提供する。

【0086】

さらに、N₁個のフィルタは、時間方向にインターポレートするためのインターポレートフィルタであってもよい。例えば、選択された値のm番目の集合に関連付けられたm番目のフィルタ105は、第1のタイムインスタンスでの選択された値のm番目の集合またはフィルタされた値のm番目の集合の対応する値と、第2のタイムインスタンスでの選択された値のm番目の集合またはフィルタされた値のm番目の集合の値との間をインターポレートし、第1のタイムインスタンスと第2のタイムインスタンスの間の中間タイムインスタンスでの選択された値のm番目の集合を提供する。例えば、タイムインスタンス間のタイムインターパルは、送信機から送信可能な信号がトレーニング情報を含んだタイムインスタンスによって決まる。例えば、送信機は、各D_tタイムインスタンスまたは各D_t信号フレームでのバイロットシーケンス、例えばOFDMシンボルを送信する。この場合、本発明のインターポレートフィルタ105は、時間インターポレートを実行するため、

10

20

30

40

50

有効なチャネル伝達関数の評価は中間タイムインスタンットで取得可能である。これは、例えば、時変系通信チャネルの特性をトラッキングするのに必要である。ここで、有効なチャネル伝達関数の対応する係数は、例えばモバイル受信機の非ゼロ速度ゆえに経時的に変化する。

【0087】

上記のとおり、インターボレートは、フィルタ前に各選択された値の集合ごとに実行可能である。しかしながら、インターボレートはフィルタ後にも実行可能である。加えて、フィルタ動作およびインターボレート動作は、同時に実行可能である。

【0088】

本発明のさらなる態様によると、本発明のフィルタ105は、時間方向のインターボレートおよび周波数方向のインターボレートの両方を実行することができる。例えば、フィルタは、次のフィルタステップで周波数ドメインのインターボレートを使用される時間インターボレート値を提供するために時間インターボレートを最初に実行する。従って、本発明のフィルタは周波数インターボレート後に時間インターボレートを実行してもよい。さらに、本発明のフィルタは時間方向および周波数方向に同時にインターボレートしてもよい。この場合、本発明のフィルタは2Dフィルタを実行する。

【0089】

図2は、本発明のさらなる態様に係る本発明のチャネル評価器のブロック図である。

【0090】

図2に示されている本発明のチャネル評価器は、1つの入力と、セレクタ101に接続された複数の出力を有する時間・周波数コンバータ210を備えている。時間・周波数コンバータ210は、受信シーケンスである時間ドメイン信号のスペクトル表現を得るために時間ドメイン信号を時間・周波数変換する。

【0091】

例えば、時間ドメイン信号は、周期的遅延ダイバーシティ送信シナリオに対応している。ここで、 N_T 個の時間ドメインバイロットシーケンスは、 N_T 個の個別の送信ポイントから N_T 個の個別の通信チャネルを介して共通の受信ポイントに送信可能である。ここで、 N_T-1 個の時間ドメインバイロットシーケンスは、第1の送信ポイントから送信可能な第1の時間ドメインバイロットシーケンスの周期的に遅延させたバージョンである。第1の時間ドメインバイロットシーケンスは、例えば、周波数ドメインにおける第1のバイロットシーケンスを含んだ上記マルチキャリアシーケンスの周波数・時間変換から得られる。上記のとおり、周波数ドメインにおける第1のバイロットシーケンスの値は、マルチキャリアシーケンスのD番目ごとのサブキャリアに割り当てられる。ここで、Dは1以上のバイロット間隔である。時間ドメインバイロットシーケンスの周期的な遅延は、時間ドメインバイロットシーケンスのスペクトル表現の変調に対応するため、 N_T-1 個の時間ドメインバイロットシーケンスは、周波数ドメインにおける第1のバイロットシーケンスの変調バージョンであるスペクトル表現を有する。

【0092】

一般的に、時間ドメイン信号の周期的な遅延は、時間ドメイン信号のスペクトル表現と変調シーケンス、つまり位相シフトシーケンスとの乗算に等しい。

【0093】

上記のように、マルチキャリアシーケンスは、(周波数ドメインにおける)第1のバイロットシーケンスの値が割り当てられるサブキャリアを除いて、つまりD番目ごとのサブキャリアを除いてサブキャリアに割り当てられる情報値を有する情報シーケンスを含むことができる。ここで、 $D = D_f$ である。

【0094】

例えば、 N_T 個の時間ドメインバイロットシーケンスは、 N_T 個の通信チャネルを介して本発明のチャネル評価器を備える受信バイロットに送信される。従って、時間ドメイン信号は、 N_T 個の個別の通信チャネルに関連付けられたチャネルインパルス応答に接続した N_T 個の時間ドメインバイロットシーケンスの重畠を含んでいる。ゆえに、周波数ドメイ

10

20

30

40

50

ンにおける受信シーケンスは、 N_T 個の個別の通信チャネルに関連付けられたチャネル伝達関数に組み合わされた（周波数ドメインにおける） N_T 個のパイロットシーケンスの重畠を含んでいる。

【0095】

同一係数、例えば送信機で得られる位相シフトシーケンスの同一値に関連付けられた周波数ポイントでの有効なチャネル伝達関数を評価するためのある値の集合から値を選択するために、本発明によると、セレクタ101は、選択された値の N_T 個の集合を提供する。ここで、各選択された値の集合は、同一係数（位相シフト係数または変調係数）に関連付けられたサブキャリアに対応する。

【0096】

選択された値の N_T 個の集合のうち選択された値のm番目の集合を提供するために、本発明のセレクタ101は、ある値の集合におけるm番目の値から開始する時間・周波数コンバータ201によって提供される値の集合から D_{NT} 番目ごとの値を選択する。例えば、時間・周波数コンバータ201によって提供されるある値の集合の値は、ナンバリングインデックスに関連付けられるため、セレクタ103は、 D_N 番目ごとのナンバリングインデックスに関連付けられた、選択された値により選択された値のm番目の集合を提供する。

【0097】

時間・周波数コンバータ201は、時間ドメイン信号のスペクトル表現による受信シーケンスを取得するために、離散フーリエ変換などを実行するためのフーリエ変換器であってもよい。さらに、OFDM送信の場合、時間・周波数コンバータは、復調に適用されるFFT変換器である。

10

20

【0098】

本発明のセレクタ101は、時間ドメイン信号のスペクトル表現を受信し、これに基づいて選択された値の N_T 個の集合をシリアルデータストリームとして提供する。しかしながら、本発明のセレクタ101は、選択された値の N_T 個の集合をパラレルデータストリームとして提供することもある。この場合、セレクタ101は、時間・周波数コンバータの出力数に対応する多数の出力を有している。ここで選択された値のm番目の集合を提供するための出力は共にグループ化される。フィルタ105は、デジタルフィルタとして設計することもできるため、フィルタ動作はシリアルまたはパラレルデータに対して実行可能である。

30

【0099】

本発明のさらなる態様によると、周波数ドメインシーケンスである、送信機における第1のパイロットシーケンス（オリジナルのパイロットシーケンス）は、スクランブルシーケンスを備えていてもよい。例えば、第1のパイロットシーケンスは、例えば複数の通信チャネルを介して送信される信号をチャネルの影響からさらに保護するために、スクランブルシーケンスを周波数ドメインにおけるさらなる周波数ドメインパイロットシーケンス（さらなるオリジナルのパイロットシーケンス）に乗算することにより生じる。すなわち、スクランブルシーケンスは、さらなるオリジナルのパイロットシーケンスを附加的に変調する。変調を除去するために、時間・周波数コンバータ101は、時間ドメイン受信信号のスペクトル表現の D_f 番目ごとの値にスクランブルシーケンスの一連の値の複数共役を乗算し、受信信号のスペクトル表現としてデスクランブルシーケンスを得る手段を備えている。例えば、乗算手段は、乗算を実行するために、時間ドメイン受信信号のスペクトル表現の D_f 番目ごとの値に割り当てる乗算器を備えている。また、乗算手段はスクランブルシーケンスの逆の一連の値をスペクトル表現の D_f 番目ごとの値に乗算してもよく、これは除算に相当する。

40

【0100】

送信機において、オリジナルのパイロットシーケンス値は、マルチキャリアシーケンスの k 番目のサブキャリアから開始するマルチキャリアシーケンスの D_f 番目ごとのサブキャリアに割り当たられる。このオリジナルパイロットシーケンス値の集合からの第1のオ

50

リジナルバイロットシーケンス値は、マルチキャリアシーケンスのいずれかのサブキャリア、例えば第5のサブキャリアに割り当てられてもよい。この場合、セレクタは、時間ドメイン受信信号のスペクトル表現の N_t 番目の値から開始する時間・周波数コンバータ101(受信信号のスペクトル表現)によって提供される値の集合から $D_t N_t$ 番目ごとの値を選択することにより選択された値の第1の集合を提供する。すなわち、サブキャリアインデックス k は、選択されるバイロット情報を含んだ第1のサブキャリアに関する情報を提供する。

【0101】

本発明のさらなる態様によると、本発明のチャネル評価器は、インデックス k についての情報を提供する手段をさらに備えていてもよい。この情報は、追加情報チャネルを介して送信機から提供可能である。あるいはまた、この情報は、所定のバイロットグリッドシリオリオに従って事前に記憶可能である。

10

【0102】

上記のとおり、 N_t 個のフィルタは、異なる周波数ポイントでの有効なチャネル伝達関数の評価を提供する。異なる評価は、イコライジング、デコード化などに直接適用できる。本発明のさらなる態様によると、チャネル評価器は、上記のように複合有効なチャネル伝達関数の評価を得るために、異なる周波数ポイントでの N_t 個のフィルタによって提供される有効なチャネル伝達関数の評価を構成するためのコンポーネントをさらに備えていてもよい。

20

【0103】

2つの送信アンテナ、つまり $N_t = 2$ の場合を再度参照すると、本発明のチャネル評価器は2つのフィルタを備えている。ここで第1のフィルタは、奇数のサブキャリアに関連付けられた周波数ポイントでの有効なチャネル伝達関数の評価を提供し、第2のフィルタは、偶数のサブキャリアに関連付けられた周波数ポイントでの有効なチャネル伝達関数の評価を提供し、あるいは逆もまた同様である。本発明のコンポーネントは、奇数のサブキャリアに関連付けられた周波数ポイントでの有効なチャネル伝達関数の値を複合有効なチャネル伝達関数の奇数のサブキャリアに割り当てるによって、かつ偶数のサブキャリアに関連付けられた周波数ポイントでの有効なチャネル伝達関数(またはその評価)の値を複合有効なチャネル伝達関数の偶数のサブキャリアに割り当てるによって複合有効なチャネル伝達関数を構成する。すなわち、本発明のコンポーネントは、有効なチャネル伝達関数の評価をインターロックし、複合有効なチャネル伝達関数またはこの評価を得る。

30

【0104】

本発明のさらなる態様によると、本発明のチャネル評価器はさらに、有効なチャネル伝達関数または有効なチャネルインパルス応答の影響を除去するための手段を備えていてもよく、影響を除去するための手段は、例えばイコライザであってもよい。

【0105】

有効なチャネル伝達関数の影響を除去するための手段は、有効なチャネル伝達関数の影響を含んだ受信信号のスペクトル表現を受信するために、時間・周波数コンバータの複数の出力に接続している。この除去手段はさらに複数の入力を備えており、これには、有効なチャネル伝達関数の評価を除去手段に提供するためにフィルタの出力が接続している。本発明のさらなる態様によると、除去手段は、上記本発明のコンポーネントによって提供される複合有効なチャネル伝達関数の評価を受信することができる。

40

【0106】

除去手段は、処理済み信号を出力するための出力を有しており、ここで処理済み信号は、時間・周波数コンバータによって提供される受信信号のスペクトル表現をイコライジングしたものであってもよい。例えば、本発明のチャネル評価器は、OFDM受信機で使用される。この場合、影響を除去するための手段は、周波数ドメインイコライザまたは周波数ドメインデコーダ、例えば、有効なチャネル伝達関数の評価を使用して受信信号のスペクトル表現をデコード化するための最尤デコーダであってもよい。

【0107】

50

本発明のさらなる態様によると、本発明のチャネル評価器は、図14の実施形態に関連して説明したように、かつ有効なチャネルインパルス応答に関連して説明したように、例えば有効なチャネル伝達関数の評価によって決まるある代数式の組み合わせを解くことにより、有効なチャネル伝達関数のN_T個の評価からN_T個のチャネル伝達関数を算出する手段を備えていてもよい。

【0108】

以下、本発明の概念について、一例として周波数ドメインにおける受信シーケンスに関して説明する。同じことが時間ドメインにおける受信シーケンスの場合にも言えるという点に注目すべきである。さらに、表記の簡略化のために、周波数ドメインシーケンスである第1のバイロットシーケンスをオリジナルバイロットシーケンスと称することにする。従って、時間ドメインバイロットシーケンスはバイロットシーケンスと称されることになる。

10

【0109】

CDDのDFT(離散フーリエ変換)特性を本発明において利用することにより、図12に示されているような送信機ユニットの構造が維持可能であるのに対し、受信機はMISOチャネル評価ユニットを依然として完全に利用可能である。すなわち、本発明の概念は、従来のCDD-O FDM送信機を具備する仮想MISOバイロットグリッドを図12から構築する。「仮想MISOバイロットグリッド」という用語は、周期的な遅延を導入した後のバイロットシーケンスの結果として得られるスペクトル表現を意味し、複数のチャネル伝達関数の各チャネル伝達関数は、それぞれの一意のトレーニングシーケンスに直面する。

20

【0110】

本発明の概念は、周期的な遅延はDFTによって位相シフトに変換されるというDFTの特性に基づいている。受信機は、受信信号の送信アンテナに依存する位相シフトを監視するため、これは、周期的な遅延

【数13】

$$\delta_{\text{cyc}}^{(\mu)}$$

が受信機にとって既知であれば、利用可能である。システムパラメータが適切に選択されれば、ある位相シフトバイロットシーケンスの集合は、アンテナ依存の周期的な遅延動によって生成可能である。

30

【0111】

図14の実施形態を再度参照すると、

【数14】

$$\tau_{\text{cyc}}^{(2)} = \delta_{\text{cyc-sp1}}^{(\mu)} T = T / 2$$

の周期的なシフトは、 $e^{-j\pi^1} = (-1)^1 = \{1, -1\}$ の位相シフトに変換されることになり、これは等価なSISOチャネルH(f)のCTFにおいて $H(i/T) = H^{(1)} + H^{(2)}(-1)^1$ となるように維持される。本発明の概念は、位相シフトバイロットシーケンスとしての偶数および奇数のサブキャリア間のH⁽²⁾の振動する符号についての考慮に基づいており、これはチャネル評価のサイド情報として利用可能である。上記のように、振動する符号は、正弦または余弦キャリア波のサンプリングバージョンとしてもよい。周期的な遅延の可能な選択は、

40

【数15】

$$\tau_{\text{cyc}}^{(2)} = T / 2$$

に制限されないのでに対し、適切な仮想MISOバイロットシーケンスをもたらすシステム

50

パラメータに対しては何らかの制約がある。これらの制約については後で述べる。

【0 1 1 2】

本発明によると、M I S O チャネル評価ユニットはさらに簡略化可能である。しかしながら、これは

【数 1 6】

$$\tau_{cyc}^{(\mu)} = (\mu - 1)T / N_r$$

の周期的な遅延を必要とする。本発明の簡略化について説明するために、図 1 4 の実施形態を再度参照する。基本的概念は、サブキャリアを 2 つの集合、奇数および偶数のサブキャリアにグループ化することである。偶数および奇数のサブキャリアはそれぞれ、C T F $= H^{(1)} / T = H^{(1)} + H^{(2)}$ および $H^{(2)} = H^{(1)} + H^{(2)}$ を有する。この結果、集合当たり 2 つの独立した C T F となる。C T F $= H^{(1)}$ および $H^{(2)}$ が図 1 4 に示されているようにフラットフェージングである場合、 $H^{(1)} / T = H^{(2)} / T$ および $H^{(1)} + H^{(2)} / T$ の双方とも、図 1 4 に直線で示されているように周波数的にフラットである。バイロット間隔 D_g が奇数である場合、バイロットは奇数および偶数のサブキャリアに交互に配置されることになる。従って、本発明によると、奇数のサブキャリアにあるバイロットシンボルを利用して奇数のサブキャリア

【数 1 7】

$$\hat{H}([2i + 1] / T) = H^{(1)} - H^{(2)}$$

10

の C T F を評価するものと、

【数 1 8】

$$\hat{H}(2i / T) = H^{(1)} + H^{(2)}$$

を評価する、偶数のサブキャリアの等価な評価器とである別個の S I S O チャネル評価器が用いられる。

【0 1 1 3】

本発明の概念を詳細に説明するために、以下、 Q_0 個の非ゼロタップによるタップ遅延ライインによってモデル化された時変的周波数選択フェージングチャネルについて考える。チャネルは、最大遅延 $\tau_{max} = Q \cdot T_{sp1}$ によって時間的に制約されるとする。送信アンテナ μ から影響を受けるチャネルインパルス応答 (C I R) は、以下の式で定義される。

30

【数 1 9】

$$h^{(\mu)}(t, \tau) = \sum_{q=1}^{Q_0} h_q^{(\mu)}(t) \cdot \delta(\tau - \tau_q^{(\mu)})$$

ここで、

【数 2 0】

$$h_q^{(\mu)}(t)$$

40

および

【数 2 1】

$$\tau_q^{(\mu)}$$

は q 番目のチャネルタップの複素振幅および遅延である。非ゼロタップ数は通常チャネルの最大遅延以下、 $Q_0 \leq Q$ である。 Q_0 個のチャネルタップおよび全チャネルは互いに無相間であるとする。チャネルタップ

【数22】

$$h_q^{(\mu)}(t)$$

はゼロ平均複素の独立かつ同一分布 (i. i. d.) のガウスランダム変数である。乗り物（モバイル送信機またはモバイル受信機）の移動により、

【数23】

$$h_q^{(\mu)}(t)$$

は、ドップラー効果によってもたらされる時変的なものである。 q 番目のチャネルタップ 10
【数24】

$$h_q^{(\mu)}(t)$$

は、最大ドップラー周波数 V_{\max} による帯域制限的であるワイドセンスステーションナリ－（W S S）ガウスプロセスである。チャネルインパルス応答（C I R）は、O F D Mシンボル中およそ一定であるため、1つのO F D Mシンボル内のC I Rの時間依存性は表記の簡略化のために削減可能である、つまり

【数25】

$$t \in [\ell T_{\text{sym}}, (\ell + 1) T_{\text{sym}}]$$

に対して

【数26】

$$h_q^{(\mu)}(t) \approx h_{t,q}^{(\mu)}(t)$$

であってもよいことが一般的に想定されている。これは時変的チャネルについてのみ厳密には正しくないが、この想定は実際には正しいとされることが多く、良好な設計によりO F D Mシンボル期間が十分短いことを保証されるべきである。

30

【0114】

上記チャネル伝達関数は、C I R $= h^{(\mu)}(t, \tau)$ のフーリエ変換である。時間 $t = 1 T_{\text{sym}}$ やび周波数 $f = i / T$ で結果をサンプリングすると、O F D Mシンボル1のサブキャリア i でのC T Fは、以下のようになる。

【数27】

$$H_{t,i}^{(\mu)} = H^{(\mu)}(\ell T_{\text{sym}}, i / T) = \sum_{q=1}^{Q_0} h_{t,q}^{(\mu)} e^{-j2\pi f_q i / T}$$

ここで、 $T_{\text{sym}} = (N_{\text{FFT}} + N_{\text{G1}}) T_{\text{sp1}}$ および $T = N_{\text{FFT}} T_{\text{sp1}}$ は、それぞれガードインターバルありおよびなしのO F D Mシンボル期間を表している。

40

【0115】

ガードインターバルがチャネルの最大遅延より長い場合、つまり $N_{\text{G1}} \geq Q$ （ここで $Q \geq Q_0$ はチャネルタップの総数を表す）である場合、O F D M復調後の受信機での直交性は維持され、O F D M復調後の受信信号が得られる。

【0116】

導入されたチャネルモデルは、マルチ入力シングル出力システムについて導入されている。受信アンテナでのフェージングは、互いに無相関であるとすると、チャネル評価はアンテナごとに独立して実行されることになる。ゆえに、マルチ入力マルチ出力（M I M O）システムへの拡張は、チャネル評価が受信アンテナごとに別個に実行されるために、容

50

易である。

【0 1 1 7】

以下、図12に示されているように、周期的遅延ダイバーシティ（C D D）を使用するO F D Mシステムについて考える。

【0 1 1 8】

図12に示されているように、パラレルシリアル変換（P S）後、つまり1つのI F F Tのみが必要とされるまで全ての送信アンテナに対して共通の信号ストリームがある。I F F Tおよびパラレルシリアル変換後、データストリームは、送信アンテナ1個につき1個ずつであるN_T個のサブストリームに分割され、アンテナ依存の周期的な遅延

【数28】

$$\delta_{\text{cyc}}^{(\mu)}$$

が

【数29】

$$X_{t,n}^{(\mu)} = X_{t,(n-\delta_{\text{cyc}}^{(\mu)}) \bmod N_{\text{FFT}}}$$

に導入される。

【0 1 1 9】

通常、隣接する送信アンテナ間の周期的な遅延は、以下の式を満たすように固定される。

【数30】

$$\delta_{\text{cyc}}^{(\mu)} = (\mu - 1) \cdot \delta_{\text{cyc}}, \quad 1 \leq \mu \leq N_T$$

ここで、

【数31】

$$\delta_{\text{cyc}}$$

は範囲 $[0, N_{\text{FFT}}/N_T]$ 内の設計パラメータである。ゆえに、第1のアンテナで送信される信号は遅延されず、

【数32】

$$X_{t,n}^{(1)} = X_{t,n}.$$

である。

【0 1 2 0】

I D F Tによる $x_{1,n}$ に関連したO F D M変調前の信号 $X_{1,1}$ について考えることは有益である。これに応じて、上記の周期的な遅延信号

【数33】

$$X_{t,i}$$

のI D F Tは、 $X_{1,1}$ の位相シフトバージョンである。数学的には、送信アンテナ μ の時間ドメイン信号は、以下の式による周波数ドメイン送信信号に関連している。

10

20

30

40

【数34】

$$X_{t,n}^{(\mu)} = X_{t,(n-\delta_{cyc}^{(\mu)}) \bmod N_{FFT}} \\ = \frac{1}{\sqrt{N_{FFT}}} \sum_{i=0}^{N_c} \underbrace{X_{t,i} e^{j2\pi i(\mu-1)\delta_{cyc} / N_{FFT}}}_{X_{t,i}^{(\mu)}} \cdot e^{j2\pi i n / N_{FFT}} = \frac{1}{\sqrt{N_{FFT}}} \sum_{i=0}^{N_c-1} X_{t,i}^{(\mu)} e^{j2\pi i n / N_{FFT}}$$

ここで、

【数35】

$$X_{t,i}^{(\mu)}$$

10

は、送信アンテナ μ の送信周波数ドメイン信号を表している。

【数36】

$$X_{t,i}^{(\mu)}$$

は仮想的にのみ存在する点に注目すべきであり、これは O F D M 変調後の時間遅延よりもむしろ O F D M 変調前の位相シフトを誘導することによって得られる等価な信号である。

【0121】

統いて、周期プレフィックスの形態のガードインターバル (G I) が付加され、これは O F D M 変調について一般的である。そして、信号はデジタルアナログ変換 (D / A) され、無線周波数 (R F) キャリア周波数にアップコンバートされ、モバイル無線チャネルで送信される。受信機において、ベースバンドへのダウンコンバートおよびサンプリングの後、ガードインターバルは削除され、I F F T は、信号を周波数ドメイン、つまりサブキャリアレベルに変換する。O F D M 傷調後、バイロットシンボルは逆多重化され、本発明のチャネル評価ユニット (チャネル評価器) に提供される。

【0122】

受信信号は、上記式のうちの 1 つにより説明されるように、 N_T 個の信号からなる。
ゆえに、以下の式が得られる。

20

【数37】

$$Y_{t,i} = \sum_{\mu=1}^{N_c} X_{t,i}^{(\mu)} H_{t,i}^{(\mu)} + N_{t,i} \\ = X_{t,i} \underbrace{\sum_{\mu=1}^{N_c} H_{t,i}^{(\mu)} e^{j2\pi i(\mu-1)\delta_{cyc} / N_{FFT}}}_{H_{t,i}} + N_{t,i} = X_{t,i} H_{t,i} + N_{t,i}$$

ここで $H_{t,i}$ は、C D D - O F D M システムで得られる C T F で見られる。これは、受信信号が、C T F $- H_{t,i}$ を有する等価な S I S O システムに起因する信号として観察されることを示唆している。C D D の効果は、チャネルがより周波数選択的になることである。チャネルコード化なしでは改良は見込めない。しかしながら、チャネルは C D D によってランダム化される、つまり隣接するサブキャリアは無相関になり、エラー一バーストの確率が低くなり、このことは、チャネル符号が使用される場合には有益である。

40

【0123】

以下、C D D - O F D M で得られる S I S O チャネルモデル、つまり受信機によって観察される得られた S I S O チャネルについて検証する。

【0124】

タップ遅延ラインチャネルモデルを想定すると、 $H_{t,i}$ は以下の式によって表される。

【数38】

$$H_{t,i}^{(\mu)} = \sum_{\mu=1}^{N_r} H_{t,i}^{(\mu)} e^{-j2\pi i (\mu-1)\delta_{cyc} / N_{FFT}} = \sum_{\mu=1}^{N_r} e^{-j2\pi i (\mu-1)\delta_{cyc} / N_{FFT}} \sum_{q=1}^{Q_0} h_{t,q}^{(\mu)} e^{-j2\pi i \tau_q^{(\mu)} / T}.$$

【0125】

得られた CTF の位相項は、伝搬遅延

【数39】

$$\tau_q^{(\mu)}$$

10

および周期的遅延パラメータ δ_{cyc} によって決まることが分かる。 δ_{cyc} が物理的チャネルとは無関係であること、CDD-O FDM チャネル評価をより効率的にするために利用可能な事実に注目することは興味深い。

【0126】

得られた CTF によると、派生する CIR が定義可能であり、これは CDD-O FDM システムの等価な SISO-O FDM チャネルを表している。つまり以下のとおりである。

【数40】

$$h(t, \tau) = \sum_{\mu=1}^{N_r} h^{(\mu)}(t, \tau) = \sum_{\mu=1}^{N_r} \sum_{q=1}^{Q_0} h_q^{(\mu)}(t) \cdot \delta(\tau - \tau_q^{(\mu)} - [\mu-1]\delta_{cyc}T_{spl} / N_{FFT})$$

20

得られた CIR を送信アンテナ μ の CIR と比較すると、得られた CIR は、 $N_r Q_0$ 個の非ゼロタップからなり、全ての N_r 個の CIR が、 Q_0 個の非ゼロタップを有することになる。CDD-O FDM システムは、 N_r 個の送信アンテナの CIR を適切に遅延することによって等価な SISO-O FDM システムに変換可能であることが分かる。より周波数選択的なチャネルを生成するのとは別に、チャネルの有効最大遅延 τ'_{max} はより大きくなり、以下の式によって上限が決まる。

【数41】

$$\tau'_{max} = \tau_{max} + (N_r - 1)\delta_{cyc}T_{spl}.$$

30

【0127】

図3は、CDD-O FDM システムの有効なチャネルインパルス応答 ($h(t, \tau)$ を表現するもの) を示している。図3に示されているように、有効なチャネルインパルス応答は $N_r - 1$ 個のチャネルインパルス応答を含んでおり、ここで $N_r - 1$ 個のチャネルインパルス応答は、第1のチャネルインパルス応答に対して遅延される。

【0128】

チャネルの最大遅延は、チャネル評価器の設計に関して重要であるため、CDD を介する拡張 τ'_{max} は無視できない。最も重要なことは、パイロットシンボル付加チャネル評価 (pace) を使用する場合、評価器は、 τ'_{max} によって決まるサンプリングの定理を満たされなければならない。

40

【0129】

以下、チャネルの相関特性について論じる。

【0130】

上記のとおり、各タップならびに各送信および受信アンテナは互いに無相関である。ワイヤレスセンスステーションナリ無相関ケータリング (WSS-US) チャネルとすると、送信アンテナ μ の CIR の外部相関関数は、次式のような一般的な形態である。

【数4 2】

$$E[h^{(\mu)}(\tau, t)h^{(\mu)*}(\tau + \Delta\tau, t + \Delta t)] = R_{hh}^{(\mu)}(\tau, \Delta t) \cdot \delta(\Delta\tau)$$

【0 1 3 1】

q番目のタップ遅延 τ_q の外部相関関数は、次式のように積の形で表現できる。

【数4 3】

$$\begin{aligned} R_{hh}^{(\mu)}(\tau_q, \Delta t) &= E[h_q^{(\mu)}(t)h_q^{(\mu)*}(t + \Delta t)] ; \quad q = 1, \dots, Q_0 \\ &= R_{hh}^{(\mu)}(\tau_q) \cdot R_{hh}^{(\mu)}(\Delta t) \end{aligned}$$

10

これは、周波数方向の相関が、時間方向の相関とは無関係であることを示唆している。q = [Q_0] に対するチャネル

【数4 4】

$$R_{hh}^{(\mu)}(\tau_q) = \{E[|h_q^{(\mu)}(t)|^2]\} = \sigma_q^{(\mu)2}$$

の電力遅延プロファイルは、位相全体が1、つまり

【数4 5】

$$\sum_{q=1}^{Q_0} \sigma_q^{(\mu)2} = 1$$

20

となるように正規化される。時間方向の相関関数

【数4 6】

$$R_{hh}^{(\mu)}(\Delta t) = \{E[H_q^{(\mu)}(t) \cdot h_q^{(\mu)*}(t + \Delta t)]\}$$

は、全 Q_0 個のタップについてと同じであるとされる。

【0 1 3 2】

W. C. Jakes による Microwave Mobile Communications. Wiley, NY, 1974 に記載されているような Jakes モデルとすると、時間の相関は、ベッセル関数、つまり

30

【数4 7】

$$R_{hh}^{(\mu)}(\Delta t) = J_0(2\pi\nu_{\max}\Delta t)$$

によって表され、ここで ν_{\max} は最大ドッplerー周波数であり、 $J_0(\cdot)$ は第1種のゼロ次ベッセル関数を表す。

【0 1 3 3】

変数 τ における

40

【数4 8】

$$R_{hh}^{(\mu)}(\tau, \Delta t)$$

のフーリエ変換は、次式の周波数相関関数を生成する。

【数4 9】

$$E[H^{(\mu)}(f, t)H^{(\mu)*}(f + \Delta f, t + \Delta t)] = \stackrel{\Delta}{R}_{ff}^{(\mu)}(\Delta f, \Delta t) = R_{ff}^{(\mu)}(\Delta f)R_{ff}^{(\mu)}(\Delta t)$$

50

【0 1 3 4】

積の形式により、時間方向の相関は、 τ とは無関係である。従って、周波数ドメインにおいて $\Delta t = \Delta \tau \cdot T_{sym}$ の間隔のあいた O F D M シンボル間の相関は、時間ドメイン

【数 5 0】

$$R_{HH}^{(p, \mu)}(\Delta \ell) \stackrel{\Delta}{=} R_{HH}^{(p, \mu)}(\Delta \ell \cdot T_{sym}) = R_{HH}^{(p, \mu)}(\Delta \ell \cdot T_{sym})$$

におけるものと同じである。 $\Delta f = \Delta i / T$ の間隔のあいたサブキャリア間の周波数相関は、以下のようになる。

【数 5 1】

$$R_{HH}^{(p, \mu)}[\Delta i] \stackrel{\Delta}{=} R_{HH}^{(p, \mu)}(\Delta i / T) = \sum_{q=1}^{Q_p} \sigma_q^{(p, \mu) 2} e^{-j2\pi f_q^{(p, \mu)} \Delta i / T}$$

【0 1 3 5】

C D D について、得られた C T F の周波数相関関数は関連があり、これは N_T 個の相関関数の合計である。さらに、各周波数相関関数は、それぞれの送信アンテナの周期的な遅延に従って位相シフトされる。従って、得られる周波数相関関数は以下のようになる。

【数 5 2】

$$R_{HH}'[\Delta i] = \sum_{\mu=1}^{N_T} e^{-j2\pi f_i \cdot (\mu-1) \delta_{eve} / N_{eve}} \cdot R_{HH}^{(p, \mu)}[\Delta i]$$

10

20

【0 1 3 6】

以下、O F D M の場合のパイロットシンボル授用チャネル評価の原理について説明する。

【0 1 3 7】

パイロットシンボル授用チャネル評価 (P A C E) の場合、既知のシンボル (パイロット) がデータストリームに多重化され、これはチャネルを評価するためのサイド情報として使用される。パイロットシンボル授用チャネル評価について説明するために、

【数 5 3】

30

$$\ell = \tilde{\ell} D_t$$

および

【数 5 4】

$$i = \tilde{i} D_t$$

であるパイロット

【数 5 5】

40

$$\{\tilde{X}_{\tilde{i}, \tilde{\ell}}^{(p, \mu)}\} = \{X_{i, \ell}^{(p, \mu)}\}$$

のみを含む受信信号シーケンスの部分集合を定義することが有用である。従って、パイロットシーケンスは、周波数方向に D_f 倍低いレート

【数 5 6】

$$\tilde{i} = \lfloor i / D_f \rfloor$$

で、時間方向に D_t 倍低いレート

50

【数 5 7】

$$\tilde{\ell} = \lfloor \ell / D_t \rfloor$$

でそれぞれ送信される（慣例として、パイロットシンボルを記述する変数には、以下、～を付す）。さらに、パイロット

【数 5 8】

$$\tilde{X}_{\tilde{\ell}, \tilde{\ell}}$$

10

が一例として P S K コンステレーションから選択されるとし、その結果

【数 5 9】

$$|\tilde{X}_{\tilde{\ell}, \tilde{\ell}}| = 1$$

となる。

【0 1 3 8】

O F D M 復調後、受信信号 $Y_{1,1}$ が得られる。チャネル評価について、パイロット位置での受信信号はデータストリームから逆多重化され、以下のような受信パイロットシーケンスを得る。

【数 6 0】

$$\tilde{Y}_{\tilde{\ell}, \tilde{\ell}} \stackrel{\Delta}{=} \tilde{X}_{\tilde{\ell}, \tilde{\ell}} \tilde{H}_{\tilde{\ell}, \tilde{\ell}} + \tilde{N}_{\tilde{\ell}, \tilde{\ell}} = X_{t, i} H_{t, i} + N_{t, i} \quad \text{with } \{\ell, i\} \in G$$

20

ここで G は、パイロットを含んだ O F D M フレームの部分集合である。

【0 1 3 9】

図 4 a、4 b および 4 c は、パイロットグリッド構造の可能な具体例を示している。図 4 a に示されているように、パイロットグリッドを実現する 1 つの可能性は、 $D_t - 1$ 個のデータシンボルが続くパイロットのみを含んだ 1 個の O F D M シンボルを送信することである。この方式は、インドア環境で観察できるように、時間のばらつきがほとんどないチャネルに適用可能である。この場合、周波数方向のインターボレートは必要ではない。このようなパイロットグリッド構造は、W L A N 標準 H I P E R L A N / 2 および 8 0 2 . 1 1 a に用いられる。

30

【0 1 4 0】

図 4 b に示されているように、パイロットグリッドを実現するもう 1 つの可能性は、パイロットを受信サブキャリアで連続的に送信することである。この方式は、移動性をサポートできるが、周波数方向のインターボレートを必要とする。

【0 1 4 1】

より帯域幅が効率的である解決策は、図 4 c に示されているように、分散パイロットグリッドを用いることである。このようなパイロットグリッド構造はそれぞれ、周波数方向に D_f 、時間方向に D_t の間隔によって特徴付けられる。

40

【0 1 4 2】

P A C E の概念をマルチキャリアシステムに拡張する場合、O F D M について、フェージングのばらつきが、時間および周波数の 2 次元にすることを考慮すべきである。パイロットの間隔が 2 次元（2 D）サンプリングの定理を満たすのに十分緊密である場合、データシーケンス全体のチャネル評価およびインターボレートが可能である。従って、パイロットによるオーバーヘッドは削減できるが、時間および周波数におけるインターボレートは必要である。分散パイロットグリッドは、例えは地上デジタル T V 標準 D V B - T で使用される。

50

【0143】

以下、FIRフィルタによるOFDMチャネル評価の原理について説明する。

【0144】

チャネル評価プロセスにおける第1のステップは、バイロットシンボルの変調を除去することであり、これは上記スクランブルシーケンスによって導入できる。変調を除去した後、以下のようなバイロット位置でのCTFの初期評価が提供される。

【数61】

$$\tilde{H}_{\tilde{i},\tilde{i}} = \tilde{X}_{\tilde{i},\tilde{i}}^* \tilde{X}_{\tilde{i},\tilde{i}} = \tilde{H}_{\tilde{i},\tilde{i}} + \tilde{X}_{\tilde{i},\tilde{i}}^* \tilde{N}_{\tilde{i},\tilde{i}}$$

10

ここで、

【数62】

$$\tilde{X}_{\tilde{i},\tilde{i}} \tilde{X}_{\tilde{i},\tilde{i}}^* = 1$$

であり、

【数63】

$$\tilde{X}_{\tilde{i},\tilde{i}}$$

20

は、送信機で使用されるスクランブルシーケンスを表す。続いて、

【数64】

$$\tilde{H}_{\tilde{i},\tilde{i}}$$

30

が、後述する2つの評価器のうちの1つによって処理される。

【0145】

通常のインドアシナリオにおいて、チャネルは準静的であってもよい、つまり1つのOFDMフレーム内のチャネルのばらつきは無視することができる。この場合、フレームの開始で1つのOFDMトレーニングシンボルを送信するバイロットグリッドが、図4aに示されているように送信されてもよい。チャネル評価器は復調バイロット

【数65】

$$\tilde{H}_{\tilde{i},\tilde{i}}$$

を使用して、チャネル評価

【数66】

$$\hat{H}_{\tilde{i},\tilde{i}} = \sum_{m=0}^{M_f-1} W_m' \cdot \tilde{H}_{\tilde{i},\tilde{i}-m}$$

40

を生成する。ここで、 M_f はフィルタ次数、つまりFIRフィルタの係数の数

【数67】

$$W_m'$$

を表す。チャネル評価は、サブキャリアごとにフレーム1個につき1回実行される。これらの評価はフレーム全体に使用される。R. Nilsson, O. Edfors, M. Sandell, P. Borjessonらによる「An Analysis of Two-Dimensional Pilot-Symbol Assisted Modu

50

lation for OFDM, Proc. IEEE Intern. Conf. on Personal Wireless Communications (ICPWC '97), Mumbai (Bombay), India, pp. 71-74, 1997 および P. Hoher, S. Kaiser, P. Robertson による「Pilot-Symbol-Aided Channel Estimation in Time and Frequency」, Proc. Communication Theory Mini-Conference (CTMC) within IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM '97), Phoenix, USA, pp. 90-96, 1997において、DIN A フィルタに基づく 2 次元 (2D) フィルタアルゴリズムが PACE について説明されている。

10

【数 6.8】

$$\{\tilde{H}_{\ell,i}\}$$

の分散バイロット (またはこの一部) を使用して、OFDM シンボルのサブキャリア i のチャネル評価が得られる。

【数 6.9】

$$\hat{H}_{\ell,i} = \sum_{n=0}^{M_t-1} \sum_{m=0}^{M_r-1} W_{n,n}(\ell, i) \cdot \tilde{H}_{\ell-n, i-m}$$

20

ここで、 $W_{n,n}(l, i)$ は $M_t M_r$ 個の係数を有する 2D FIR フィルタの係数を表している。一般的に、個別のフィルタは、1 個のフレーム内の各サブキャリア i および各 OFDM シンボル l について必要となる。しかしながら、このような 2D 評価器構造は実現するには複雑すぎる。複雑度を低減するために、時間および周波数相関の使用が分割できる。 2×1 次元 (2×1 D) PACE と呼ばれているこの結合方式は、一方は周波数方向、もう一方は時間方向の別個のウイーナーフィルタを使用する。 2×1 D PACE のチャネル評価は以下のように表わされる。

【数 7.0】

30

$$\hat{H}_{\ell,i} = \sum_{n=0}^{M_t-1} \sum_{m=0}^{M_r-1} W'_n \cdot W''_m \cdot \tilde{H}_{\ell-n, i-m}$$

これは、周波数および時間方向のフィルタによるものであり、 W'_n および W''_m は 1D 評価器である。 2×1 D PACE は、2D 相関関数は積の形式で表現できる、つまり周波数および時間の相関関数は独立しているという事実に影響される。

【0146】

FIR フィルタ

【数 7.1】

40

$$W' = [W'_0, \dots, W'_{M_t-1}]^T$$

および

【数 7.2】

$$W'' = [W''_0, \dots, W''_{M_r-1}]^T$$

は、例えローパスインターポレートフィルタ、多項式インターポレータまたはウイーナーフィルタとして実現してもよい。ウイーナーフィルタ

50

タは、所望の応答 $H_{1,1}$ と観察されたものの間、つまり受信バイロットシンボルの間の平均二乗誤差 (MSE) を最小化する。このことは、チャネル統計についての情報が必要となることを意味する。反対に、ローパスインターポレートフィルタおよび多項式インターポレータはチャネル統計の情報を全く想定していない。

【0147】

FIRフィルタは、チャネル評価を実行するための唯一の方法ではないことに注目すべきである。別の可能性は、受信バイロットシーケンスを変換ドメインに変換することである。追加となる処理は変換ドメインで実行されてもよい。結果として得られる処理済みシーケンスは、OFDMシンボル全体の評価を生成するために、引き続きオリジナルドメインに変換し戻される。変換は時間・周波数変換、例えばフーリエ変換や特異値分解 (SVD) であってもよい。

【0148】

いずれの場合も、上記評価器のすべては、本発明のチャネル評価方式内の本発明のフィルタ (バンドパスフィルタまたはローパスフィルタ) として適用可能である。

【0149】

分散バイロットグリッドを使用すると (例えば図4c) 、受信したOFDMフレームが、周波数および時間においてそれぞれ D_f/T および $D_t T_{sym}$ のレートで2次元にサンプリングされる。信号を再構築するために、チャネルの最大遅延

【数73】

$$\tau'_{max}$$

および最大ドップラー周波数 v_{max} に応じた最大 D_f および D_t がある。サンプリングの定理の適用によって、以下の関係が満たされなければならない。

【数74】

$$\frac{D_f \tau'_{max}}{T} \leq 1 \quad \text{and} \quad v_{max} T_{sym} D_t \leq \frac{1}{2}$$

【0150】

CDD-OFDMは、時間方向 D_t のバイロット間隔には何ら影響を与えないことに注目すべきである。しかしながら、CDDはチャネルの最大遅延を効果的に拡張し、これは、従来のSISOチャネル評価器を使用する場合にはより長いバイロット間隔 D_f を必要とする。これを再現すると、CDD-OFDMシステムの最大有効遅延は

【数75】

$$\tau'_{max} = \delta_{cyc} T_{spl} (N_T - 1) + \tau_{max}$$

になり、これは τ_{max} よりも数倍大きいこともある。特に、 δ_{cyc} が大きくなると、 D_f はかなり小さくなる。このことは、より多くのバイロットが必要となることを意味し、これはシステムのスペクトル効率を劣化させる。

【0151】

スペクトル効率の劣化を示すために、以下のケーススタディについて考える。OFDMシステムパラメータは、チャネルの最大遅延が、ガードインターバルの間隔を超えないように、 $\tau_{max} \leq T_{c1}$ となるように選択される。さらに、OFDMシンボル期間 $T = N_{FFT} T_{spl}$ は、 T_{c1} の5~20倍大きく選択され、スペクトルの観点で効率的なシステムを提供する。従って、 τ_{max} は、 $\tau_{max} \leq T_{c1} \leq N_{FFT} T_{spl} / 5$ によって上限設定が可能である。例えば、CDD遅延パラメータの好ましい選択は $\delta_{cyc} = N_{FFT} / N_T$ である。上記の近似を上記の式に代入すると、周波数のバイロット間隔は、以下の式によって下限設定が可能である。

10

20

30

40

50

【数76】

$$D_f \leq \left\lfloor \frac{\frac{1}{N_T - 1} + \frac{1}{5}}{\frac{N_T}{N_T}} \right\rfloor = \begin{cases} 5, & N_T = 1 \\ 1, & N_T \geq 2 \end{cases}$$

ここで、

【数77】

 $\lfloor x \rfloor$

10

は x 以下の最大整数である。従って、遅延が $\delta_{cyc} = N_{FFT} / N_T$ である CDD-O F D M を使用すると、分散バイロットグリッドを利用する従来の S I S O チャネル評価はできない。 $D_f = 1$ のグリッド、つまり図 4 a に示されているように 1 個の O F D M トレーニングシンボルが送信されるグリッドを選択しても、単一のアンテナの場合 5 より大きいオーバーサンプリング係数が、 $N_T \geq 2$ ゆえに約 1.4 に低減され、これはチャネル評価エラーの増加をもたらすことがある。

【0152】

以下、従来のチャネル評価方式の本発明における改良について詳細に説明する。 CDD の D F T 特性を利用することにより、図 1 2 に示されているシンボル送信機ユニットの構造が維持できるのに対し、受信機は、上述のように周期的な遅延についての情報を利用できる。

20

【0153】

本発明はさらに、図 1 2 の従来の CDD-O F D M 送信機と好ましくは併用可能な仮想 M I S O バイロットグリッドを提供する。これはシステムパラメータにある制約を誤すが、これについては後述する。本発明のさらなる態様によれば、チャネル評価器の構造はさらに簡略化できる。しかしながら、これにより、

【数78】

$$\delta_{cyc}^{(\mu)} = (\mu - 1)T / N_T.$$

30

の周期的な遅延が必要となる。

【0154】

以下、CDD-O F D M の仮想 M I S O バイロットグリッドを用いた本発明について説明する。

【0155】

受信 C D D - O F D M 信号についての表記は、2 つの解釈が可能である。

1 つは、受信信号 $Y_{1,1} = X_{1,1} H_{1,1} + N_{1,1}$ が、上記得られた C T F (有効 C T F) を有する S I S O 信号とみなされることである。周波数選択性の増加は、バイロットによるオーバーヘッドがかなり増大するため、S I S O チャネル評価器の問題と見られている。

40

もう 1 つは、同一の受信信号が、M I S O 信号、つまり上述の送信 M I S O 信号

【数79】

$$X_{t,i}^{(\mu)}$$

を伴う

【数80】

$$Y_{t,i} = \sum_{\mu=1}^{N_T} X_{t,i}^{(\mu)} H_{t,i}^{(\mu)} + N_{t,i}$$

とみなされることである。MISOチャネル評価について、本発明のアプローチは全部で N_T 個の CTF

【数81】

$$H_{t,i}^{(\mu)}$$

10

を評価することである。そして、有効（結果として得られる）CTF $H_{1,1}$ は、例えば重複的な手段によって構成できる。

【0156】

以下、後者の場合について、CDD-OFDMのチャネル評価問題を検討する。周期的遅延パラメータ δ_{cyc} および送信アンテナ数 N_T は、受信機において既知であるとする。一般的に、MISOシステムについては、受信機が重畠信号

【数82】

$$\tilde{Y}_{t,i} = \tilde{X}_{t,i} \tilde{H}_{t,i} + \tilde{N}_{t,i} = \sum_{\mu=1}^{N_T} \tilde{X}_{t,i}^{(\mu)} \tilde{H}_{t,i}^{(\mu)} + \tilde{N}_{t,i}$$

20

を分割できるようにするために、全ての送信アンテナ信号は、それぞれのパイロットを使用できる。

【0157】

サブキャリア

【数83】

$$i = \tilde{i} D_f$$

30

およびOFDMシンボル

【数84】

$$\ell = \tilde{\ell} D_t$$

に位置する CDD-OFDM パイロット

【数85】

$$\tilde{X}_{t,i}^{(\mu)}$$

40

は以下のような形式である。

【数86】

$$\tilde{X}_{t,i}^{(\mu)} = \tilde{X}_{t,i} e^{-j2\pi \tilde{i} D_f \cdot (\mu-1) \delta_{cyc} / N_{FFT}} = \tilde{X}_{t,i} e^{-j\tilde{i} \varphi(\mu)}$$

ここで、

【数87】

$$\varphi(\mu) = 2\pi D_f \cdot (\mu-1) \delta_{cyc} / N_{FFT}$$

は、パイロットシーケンス μ において隣接するパイロット間の位相インクリメントを定義

50

する。上記数式に現れる位相項

【数 8 8】

$$e^{-j\tilde{\tau}\varphi(\mu)}$$

は、上記位相シフトシーケンスを定義する。

【数 8 9】

$$\tilde{X}_{\tilde{\tau},\tilde{\tau}}^{(\mu)}$$

が、位相シフトバイロットシーケンスの形式を有することを実現することにより、複数の送信アンテナを具備するOFDMに対する既知のチャネル評価技術が、チャネル評価に適用できる。複数の送信アンテナを具備するOFDMに対するチャネル評価方式は、例えば、Y. Li, N. Seshadri, S. Ariyavitsakulらによる「Channel Estimation for OFDM Systems with Transmitter Diversity in Mobile Wireless Channels」、IEEE Journal of Selected Areas on Communications, vol. 17, pp. 461-470, Mar. 1999に記載されている。

【0 1 5 8】

数学的には、復調バイロット

【数 9 0】

$$\tilde{H}_{\tilde{\tau},\tilde{\tau}}$$

が使用される。周波数方向のチャネル評価、つまりバイロットシンボルを含んだOFDMシンボルを得るために、バイロットシフトシーケンスを定義する具体的なバイロットシフト $e^{-j\tilde{\tau}\varphi(\mu)}$ に各々が一致する N_t 個の評価器

【数 9 1】

$$\tilde{W}_m^{(\mu)}$$

(本発明に係るフィルタ) が、送信アンテナ μ に対するチャネル評価

【数 9 2】

$$\hat{H}_{t,\mu}^{(\mu)} = \sum_{m=0}^{M_f-1} W_m^{(\mu)} \cdot \tilde{H}_{\tilde{\tau},\tilde{\tau}-m} = \sum_{m=0}^{M_f-1} W_m^{(\mu)} \left\{ \sum_{\mu=1}^{N_t} H_{\tilde{\tau},\tilde{\tau}-m}^{(\mu)} \cdot e^{-j\tilde{\tau}\varphi(\mu)} + \tilde{X}_{\tilde{\tau},\tilde{\tau}-m}^* \tilde{N}_{\tilde{\tau},\tilde{\tau}-m} \right\}$$

を提供するために必要となる。

【0 1 5 9】

続いて、有効(得られた)CTF

【数 9 3】

$$\hat{H}_{t,i}$$

の評価が以下の式により得られる。

【数 9 4】

$$\hat{H}_{t,i} = \sum_{\mu=1}^{N_t} \hat{H}_{t,i}^{(\mu)} \cdot e^{-j\tilde{\tau}\varphi(\mu)/D_r}$$

【0 1 6 0】

10

20

30

40

50

このケースは、本発明のベースバンドフィルタが、フィルタおよびダウンコンバートを同時に実行する本発明のシナリオに相当する。その後、チャネル伝達関数のベースバンド表現の処理が、上述のとおり、 D_f の影響を補償することによって行われる。同じステップにおいて、アップコンバートが実行できる、つまり処理済みチャネル伝達関数に対し関連した位相シフトシーケンスが乗算される。

【0161】

評価器の複雑度は、サブキャリア当たりおよそ $N_T M_f$ 回の乗算であり、これは比較可能な SISO 評価器の複雑度の約 N_T 倍となる。これは、一般的に互いに独立な N_T 個の信号が評価されるべきであるという事実に影響される。上記 SISO チャネル評価器によると、 2×1 DPACE アルゴリズムが、分散バイロットグリッドを使用する場合に適用可能である。

【0162】

本発明のさらなる様によると、上述の式を組み直すことにより以下の式が得られる。

【数95】

$$\hat{H}_{t,j} = \sum_{m=0}^{M_f-1} \tilde{H}_{\tilde{t},\tilde{j}-m} \underbrace{\sum_{\mu=1}^{N_T} W_m^{(\mu)} \cdot e^{-j\varphi(\mu)/D_f}}_{W_m}$$

10

【0163】

得られた係数

【数96】

$$W_m = \sum_{\mu=1}^{N_T} W_m^{(\mu)} \cdot e^{-j\varphi(\mu)/D_f}, \quad 0 \leq m < M_f$$

20

は、有効 CTF を評価するのに十分である。個々の送信アンテナの CTF

【数97】

$$\hat{H}_{t,j}^{(\mu)}$$

30

ではなく、

【数98】

$$\hat{H}_{t,j}$$

が評価される場合、上記 2 つの式を連続して計算するのではなく、バンドパスフィルタの係数 W_m を事前に計算してから、上記計算を実行するほうが計算的にはより効率的である点に注目すべきである。

【0164】

上述の簡略化は、フィルタ W_m を提供するバンドパスフィルタの線形結合

【数99】

$$\{W_m^{(\mu)}\}$$

40

から得られる。この簡略化に基づいて、 $N_T M_f$ 回の乗算ではなく、サブキャリア 1 個につき M_f 回の乗算のみが実行されるため、受信機におけるチャネル評価器の複雑度はさらに低減可能であり、結果は全く同じである。

【0165】

SISO チャネル評価器によれば、2D および 2×1 DPACE アルゴリズムは、分

50

散バイロットグリッドを使用する場合に適用可能である。

【0 1 6 6】

M I S O - O F D M チャネル評価器のバイロット間隔は、以下の式によって定義される。

【数 1 0 0】

$$D_f N_t \tau_{\max} / T \leq 1$$

【0 1 6 7】

バイロットシンボルによるオーバーヘッドは、送信アンテナ数に比例して増加することが分かる。上記式によって定義された最大バイロット間隔を具備する S I S O 評価器と比較して、M I S O 評価器の場合のバイロットシンボルによるオーバーヘッドは、 $\delta_{\text{cyc}} T_s$ であれば、より小さくなる。すなわち、大きい周期的な遅延の場合、M I S O チャネル評価は、バイロットオーバーヘッドに関してより効率的である。

【0 1 6 8】

以下、本発明に係る仮想M I S O バイロットグリッドの必要条件について説明する。仮想M I S O バイロットシーケンス

【数 1 0 1】

$$\tilde{X}_{t,i}^{(\mu)}$$

は、 δ_{cyc} およびバイロット間隔 D_f に依存する。従って、 δ_{cyc} および D_f の両方が固定されると、 N_t 個の異なるチャネルを評価できないことがある。これは、各送信アンテナのチャネルが、 N_t 個のチャネルを区別するために一意のバイロットシーケンスを必要とするからである。すなわち、位相のあいまい性は回避しなければならない。数学的には、隣接するバイロット

【数 1 0 2】

$$\tilde{X}_{t,i}^{(\mu)}$$

間の位相 ϕ (μ) は、全ての $\mu = \{1, \dots, N_t\}$ に対して異なるべきである。ゆえに、以下の条件が満たされなければならない。

【数 1 0 3】

$$\phi(\mu) \neq \phi(m) + k2\pi \quad \text{for} \quad \mu \neq m; \quad \mu, m = \{1, \dots, N_t\}; \quad k \in \mathbb{Z}$$

ここで、 k は任意の整数である。 k について上記条件を解き、 ϕ (・) の式を代入すると以下の式が得られる。

【数 1 0 4】

$$k \neq \frac{\delta_{\text{cyc}} \cdot (\mu - m) \cdot D_f}{N_{\text{FFT}}} \quad \text{for} \quad \mu \neq m; \quad \mu, m = \{1, \dots, N_t\}$$

【0 1 6 9】

上記条件は、バイロットシンボルの位相のあいまい性を特定するものであり、このあいまい性は回避しなければならない。これは、 δ_{cyc} および D_f の選択に制約を課す。所与の周期的遅延 δ_{cyc} について、バイロット間隔 D_f は任意に選択することはできず、逆もまた同様である。

【0 1 7 0】

以下、ある最適な位相シフトバイロットシーケンスの集合を提供するための十分条件を

10

20

30

40

50

導く。評価器の性能は、パイロットシーケンスの設計に左右される。さらに、評価器の性能は、位相シフトパイロットシーケンス

【数105】

$$\tilde{X}_{\tilde{I}, \tilde{I}}^{(\mu)}$$

の周期性が N_T であれば、最適である。このことは、 $\phi(\mu) \bmod 2\pi$ が、ちょうど N_T 個のコンステレーションポイントを有することを意味している。ゆえに、 N_T 個の重疊信号を評価するのにふさわしい、本発明に係る N_T 個の最適位相シフトパイロットシーケンスの集合

【数106】

$$e^{-j\theta_1(n)}$$

が以下の式によって定義される。

【数107】

$$\theta_1(n) = in \cdot \frac{2\pi}{N_T} = i \cdot \theta(n) \quad \text{with} \quad n = \{0, \dots, N_T - 1\}$$

ここで、 i はサブキャリアインデックスであり、 $\theta(n) = n \cdot 2\pi / N_T$ は、2つの隣接するサブキャリア間の位相インクリメントである。 $\theta_1(n) \bmod 2\pi = \theta(n)$ を実現するものは、以下の式によって与えられる N_T 個の個別の位相である。

【数108】

$$P \stackrel{\Delta}{=} \left\{ 0, \frac{2\pi}{N_T}, 2 \cdot \frac{2\pi}{N_T}, \dots, (N_T - 1) \cdot \frac{2\pi}{N_T} \right\}$$

これは、 $N_T - P$ S K コンステレーションに相当する。

【0171】

一般的に、隣接するパイロット間の位相インクリメント $\phi(\mu)$ が、 $n = \{0, \dots, N_T - 1\}$ である単位円

【数109】

$$\theta(n) \in P \quad \text{with} \quad n = \{0, \dots, N_T - 1\}$$

内のちょうど N_T 個の個別の位相に一意にマッピング可能であれば、位相シフトパイロットシーケンスの最適な集合に対する十分条件が得られる。これは最適パイロットグリッド

【数110】

$$\phi(\mu) = \theta(n) + k2\pi \quad \text{for} \quad \mu = \{1, \dots, N_T\}, \quad \theta(n) \in P, \quad k \in \mathbb{Z}$$

を生む D_T の条件をもたらす。ここで、 k は任意の整数である。上記式は、 $\phi(\mu)$ より 2π の倍数が集合 P 内にあり、したがって、

【数111】

$$\phi(\mu) \bmod 2\pi \in P$$

であることを表している。上記式は、常に $\mu = 1$ および $n = 0$ について成り立つことに注目すべきである。しかしながら、上記式は、全ての $\mu = \{1, \dots, N_T\}$ について成

10

20

30

40

50

り立たなければならない。さらに、 N_T 個の $\phi(\mu)$ を表現したものは、 P の全部で N_T 個のコンステレーションポイントを一意にマッピングしなければならない。

【0172】

δ_{cyc} および D_f の値を特定するために、上記式が使用できる。しかしながら、上記値を得るためにより簡単な方法があり、これは任意の整数 k について $k\phi(\mu)$ を考慮することにより得られる。さらに、上記式が成り立つ場合、

【数112】

$$k\phi(\mu) \bmod 2\pi \in P$$

、つまり $\phi(\mu)$ の倍数もまた P 内にある。

【0173】

上記式の条件は、パイロットの位相のあいまい性を回避するために、以下の式に再度公式化できる。

【数113】

$$\phi(\mu) \stackrel{\Delta}{=} \frac{2\pi D_f \cdot (\mu - 1) \cdot \delta_{cyc}}{N_{FFT}} = \frac{2\pi k \cdot (\mu - 1)}{N_T} \quad \text{with} \quad k \stackrel{\Delta}{=} \frac{N_T D_f \delta_{cyc}}{N_{FFT}} \in Z$$

ここで、 (k, N_T) の最大公約数 (GCD) は、1 以下であることが望ましい。これにより、本発明に係る N_T 個の最適位相シフトパイロットシーケンスの集合を提供するための十分条件が得られる。

【数114】

$$GCD(k, N_T) = 1 \quad \text{with} \quad k \stackrel{\Delta}{=} \frac{N_T D_f \delta_{cyc}}{N_{FFT}} \in Z$$

【0174】

上記条件は、 δ_{cyc} が与えられると、以下のような D_f の可能な値を与える。

【数115】

$$D_f = \frac{k N_{FFT}}{N_T \delta_{cyc}} \quad \text{with} \quad GCD(k, N_T) = 1.$$

【0175】

本発明はさらなる態様によれば、最大の周期的な遅延を有する CDD-O FDM の簡略化されたチャネル評価の概念を提供する。

【0176】

以下、周期的遅延を $\delta_{cyc} = N_{FFT} / N_T$ に設定する。これは、全ての送信アンテナ間の相互遅延が最大化される方法における最大可能周期的遅延である。上記のように、最大周期的遅延は、CDD-O FDM の最適な選択である。幸運なことに、この周期的遅延についての選択により、チャネル評価器の複雑度を大きく簡略化することができる。これは、 $N_T = 2$ 個の送信アンテナシステムについて特にあてはまり、これは CDD について最も実用的な選択であろう。

【0177】

以下、次式のような有効なチャネル伝達関数 (得られる CTF) について考える。

【数116】

$$H_{t,i} = \sum_{\mu=1}^{N_T} H_{t,i}^{(\mu)} e^{-j2\pi i \cdot (\mu-1) / N_T} = \sum_{\mu=1}^{N_T} H_{t,i}^{(\mu)} e^{-j i \phi(\mu)}$$

【0178】

位相シフトシーケンスを定義する位相項 $\phi_1(\mu) = i \phi(\mu) = 2\pi i \cdot (\mu-1) / N_T$ は、幾つかの興味深い特性を有している。

1つ目は、 $\phi_1(\mu)$ の全ての可能な表現は、集合 P で表される単位円の N_T 個の個別のポイントにマッピング可能であるということである。

2つ目は、位相 $\phi_1(\mu)$ が位相シフトバイロットシーケンスと同等であることである。位相シフトバイロットシーケンスは、評価エラーを最小化するための N_T 個の直交バイロットシーケンスの集合である。

3つ目は、周波数方向の相關関数

【数117】

$$R'_{HH}[\Delta i]$$

が以下のようになることである。

【数118】

$$R'_{HH}[\Delta i] = \sum_{\mu=1}^{N_T} e^{-j2\pi \Delta i \cdot (\mu-1) / N_T} \cdot R_{HH}^{(\mu)}[\Delta i]$$

【0179】

以下、全部で N_T 個のチャネル電力遅延プロファイルが、近似している、つまり、
【数119】

$$R_{HH}^{(\mu)}[\Delta i] \approx R_{HH}^{(m)}[\Delta i]$$

であるとする。次に、

【数120】

$$R_{HH}^{(\mu)}[\Delta i]$$

が合計から導き出され、ここで、 $\Delta i = \{1, \dots, N_T\}$ について

【数121】

$$\sum_{\mu=1}^{N_T} e^{-j2\pi \Delta i \cdot (\mu-1) / N_T} = 0$$

であり、得られる相關関数

【数122】

$$R'_{HH}[\Delta i]$$

は、 $N_T - 1$ 個の隣接するサブキャリアについて無相關となる。

【0180】

周期的遅延 $\delta_{cyc} = N_{FFT} / N_T$ を代入すると、仮想MISOまたはバイロットシーケンスは、次のように書き換えることができる。

【数123】

$$\tilde{X}_{\tilde{t},\tilde{i}}^{(\mu)} = \tilde{X}_{\tilde{t},\tilde{i}} e^{-j2\pi \tilde{t} D_f \cdot (\mu-1) / N_T} = \tilde{X}_{\tilde{t},\tilde{i}} e^{-j\tilde{t} \phi(\mu)} \quad \text{with } i = \tilde{t} D_f$$

ここで、 $\phi(\mu) = 2\pi D_f \cdot (\mu-1) / N_T$ は、パイロットシーケンス μ の隣接パイロット間の位相シフトである。パイロット間隔 $D_f = 1$ 、つまり OFDMトレーニングシンボル全体が送信される場合、

【数124】

$$\tilde{X}_{\tilde{t},i}^{(\mu)} = \tilde{X}_{\tilde{t},i} e^{-j2\pi \tilde{t} \cdot (\mu-1) / N_T}$$

10

は、 N_T 個の位相シフトパイロットシーケンスの集合を構成することがわかる。

【0181】

しかしながら、これは、 N_T 個の位相シフトパイロットシーケンスの最適な集合が得られる D_f に対する唯一の解決策というわけではない。一般的に、 $\delta_{cycle} = N_{FFT} / N_T$ を代入すると、パイロット間隔 D_f の条件が得られる。

【数125】

$$GCD(D_f, N_T) = 1$$

20

これは、上記与えられた $H_{1,i}$ の式および D_f の制約を伴うものであり、CDD-OFDMのチャネル評価を簡略化することができる。 $\delta_{cycle} = N_{FFT} / N_T$ に設定された周期的遅延により、 N_T 個の隣接サブキャリアが、 N_T 個の集合にグループ化される。つまり、複数の集合へのグループ化は、モジュロ演算 $m = i \bmod N_T$ によって決まる。以下、

【数126】

$$\begin{aligned} G_{\tilde{t},n}^{(m)} &\stackrel{\Delta}{=} H_{\tilde{t},m+nN_T} = \sum_{\mu=1}^{N_T} H_{\tilde{t},m+nN_T}^{(\mu)} e^{-j2\pi(m+nN_T)(\mu-1)/N_T}, \quad m = i \bmod N_T \\ &= \sum_{\mu=1}^{N_T} H_{\tilde{t},m+nN_T}^{(\mu)} e^{-j2\pi m(\mu-1)/N_T} \quad n = \left\lfloor \frac{\tilde{t}}{N_T} \right\rfloor \end{aligned}$$

30

によって定義される OFDMシンボル \tilde{t} の集合 m の n 番目の要素が定義され、ここで各集合は、 N_c / N_T 個の要素

【数127】

$$\{G_{\tilde{t},n}^{(m)}\}, n = \{0, \dots, N_c / N_T - 1\}$$

を含んでいる。 n に依存する任意の項が 2π の倍数であり、従って無視できるため、CDDの誘導された位相項は n とは無関係になっていることに注目すべきである。各集合は、同じ位相項

40

【数128】

$$\psi(m, \mu) = 2\pi m \cdot (\mu-1) / N_T$$

によって特定される。そして $\psi(m, \mu)$ は、 n 番目の集合内の n に対する定数とみなすことができる。ゆえに、

【数129】

$$\{G_{t,n}^{(m)}\}, n = \{0, \dots, N_c / N_r - 1\}$$

は、定数位相項が乗算された N_t 個の C T F の重畠である。これは、C D D によって誘導される人工周波数選択性が補償されていることを意味する。

【0182】

簡略化されたチャネル評価方式に関連する基本的な本発明の概念は、送信アンテナ

【数130】

$$H_{t,i}^{(\mu)}$$

10

ごとに別個にチャネル伝達関数を評価するのではなく、 m 番目の集合内にあるパイロットのみを使用する方法で集合ごとに別個に

【数131】

$$G_{t,n}^{(m)}$$

を評価することである。集合 n の

【数132】

$$G_{t,n}^{(m)}$$

20

の評価は、S I S O チャネルの評価に等しい。唯一の違いは、集合 m にあるパイロットのみが使用されることである。幸運なことに、

【数133】

$$\tilde{G}_{t,n}^{(m)}$$

により表されるパイロットの部分集合は、上記式が満たされると各集合内に存在する。 N_t 個の時間集合があるため、効果的なパイロット間隔は、

【数134】

$$D'_x = N_x D_x$$

30

を増加させ、これは、等価的な S I S O システムに比べて N_t 倍のパイロットが必要となることを効果的に意味している。これは、真の M I S O 評価器と同じパイロットオーバーヘッドである。しかしながら、複雑度は、単純な S I S O チャネル評価器と同じである。

【0183】

本発明に係る手法の最大パイロット間隔はサンプリング定理に従う。

【数135】

$$D_x \leq \frac{T}{N_t \max_{\mu} \{ \tau_{\max}^{(\mu)} \}}$$

40

ここで、

【数136】

$$\max_{\mu} \tau_{\max}^{(\mu)}$$

は、 N_t 個の重畠チャネル

【数137】

$$G_{t,n}^{(m)}$$

の最大遅延であり、これは個々の最大チャネル遅延の最大値によって決まる。全チャネルが次のような近似した最大遅延

【数138】

$$\tau_{\max} \approx \tau_{\max}^{(\mu)}$$

を有するとすると、上記の最大の操作は省略することができる。従来のSISO評価器に必要なバイロット間隔に比べて、本発明に係る簡略化された評価器は、以下の式が成り立つ場合により効果的である。

【数139】

$$\tau_{\max} < \delta_{cycle} T_{sp1}$$

ここで、CDDは小さいNTについて最も実用的であるため、これは、 $\delta_{cycle} = N_{FFT} / N_T$ の場合に実現されることが多い。

【0184】

以下、CDD-OFDMに対する本発明の簡略化チャネル評価器の実施について論じる。

【0185】

一例として、周波数におけるバイロットにDf個のサブキャリアの間隔があけられているバイロットグリッドについて検討する。バイロットを含んだサブキャリアは、

【数140】

$$i = D_f \tilde{i}$$

によって決まり、ここで、

【数141】

$$\tilde{I} = \{0, \dots, \lfloor N_c / D_f \rfloor - 1\}$$

は、バイロットインデックスである。バイロット間隔についての上記条件が成り立つ場合、NT番目ごとのバイロットは同じ集合にある。ゆえに、集合mに対するバイロット位置は、250によって決まる。251についての定義により、254を伴うバイロット252および253が得られる。m番目の集合の評価について、バイロット間隔255を有する、それぞれ上記のような1D、2Dまたは 2×1 DのSISOチャネル評価器が適用できる。

【0186】

本発明のチャネル評価器は、以下のように動作する。まず、バイロットシンボルの変調が除去される。集合mのn番目の復調バイロットは以下となる。

【数142】

$$\tilde{G}_{\tilde{t},\tilde{n}}^{(m)} = \tilde{H}_{\tilde{t},\tilde{n}N_p+m} = \tilde{X}_{\tilde{t},\tilde{n}N_p+m}^* \tilde{Y}_{\tilde{t},\tilde{n}N_p+m}$$

【0187】

集合mに属するシンボルのチャネル評価は、その集合にあるバイロットを使用してのみ実行される。これは、従来のSISOチャネル評価との違いである。1Dチャネル評価に

10

20

30

40

50

ついて考えると、サブキャリア $i = m + n N_T$ のチャネル評価器は、以下のようになる。

【数 1 4 3】

$$\begin{aligned}\hat{G}_{\ell, n}^{(m)} &= \tilde{H}_{\ell, m+n N_T} = \sum_{k=0}^{M_f-1} W_k' \cdot \tilde{G}_{\ell, \bar{n}-k}^{(m)} = \sum_{k=0}^{M_f-1} W_k' \cdot \tilde{H}_{\ell, (\bar{n}-k)N_T+m} \\ &= \sum_{k=0}^{M_f-1} W_k' \left\{ \sum_{\mu=1}^{N_T} H_{\ell, (\bar{n}-k)N_T+m}^{(\mu)} e^{-j2\pi \frac{m \cdot (\mu-1)}{N_T}} + \eta_{\ell, (\bar{n}-k)N_T+m} \right\}\end{aligned}$$

ここで、

【数 1 4 4】

$$\eta_{\ell, (\bar{n}-k)N_T+m} = \tilde{X}_{\ell, (\bar{n}-k)N_T+m}^* \tilde{N}_{\ell, (\bar{n}-k)N_T+m}$$

は、AWGN（平均ホワイトガウスノイズ）項である。2Dおよび2×1Dチャネル評価方式への拡張は容易である。

【0 1 8 8】

1D評価器についての本発明のアルゴリズムの計算の複雑度は、サブキャリア1個につき M_f 回の乗算であり、ここで、 M_f は本発明のフィルタのフィルタ次数である。これは、従来のSISO評価器と同じである。上記のMISO評価器は、 N_T 倍高い複雑度を有する。本発明の評価器の性能は、選択された評価器およびチャネル特性に依存する。しかしながら、全部で N_T 個のチャネルの電力遅延プロファイルが近似していれば、 N_T 個の隣接サブキャリアが上記のように、無相間になる点に注目すべきであり、これは複数の集合のグループ化に相当する。従って、バイロットは無相間であるため、隣接する集合に属するバイロットが無視されれば何ら不利益はない。この場合、本発明の評価器は、極めて少ない計算コストでMISO評価器の性能に近づく。

【0 1 8 9】

以下、一例として、上記のとおり CDD-O FDMについての好ましいシステムの構成である、 $N_T = 2$ 個の送信アンテナを有する CDD-O FDMシステムについて考える。

この場合、以下の簡略化が得られる。

【数 1 4 5】

$$\begin{aligned}G_{\ell, n}^{(m)} &\stackrel{\Delta}{=} H_{\ell, m+2n} = H_{\ell, m+2n}^{(1)} + H_{\ell, m+2n}^{(2)}(-1)^n, \quad m = i \bmod 2 \in \{0, 1\} \\ n &= \left\lfloor \frac{i}{2} \right\rfloor\end{aligned}$$

【0 1 9 0】

アンテナ $\mu = 1$ のCTFは、位相の歪みがないのに対し、アンテナ $\mu = 2$ のCTFは、1と-1との間で振動することが分かる。偶数および奇数のサブキャリアについて、以下の式が得られる。

【数 1 4 6】

$$\begin{aligned}G_{\ell, 0}^{(0)} &= H_{\ell, 2n}^{(1)} + H_{\ell, 2n}^{(2)}, \quad m = 0 \\ G_{\ell, n}^{(1)} &= H_{\ell, 2n+1}^{(1)} - H_{\ell, 2n+1}^{(2)}, \quad m = 1\end{aligned}$$

【0 1 9 1】

すなわち、簡略化されたチャネル評価方式は、有効なチャネル伝達関数の評価を直接提供する。

【0 1 9 2】

10

20

30

40

50

好ましくは、 $(D_f, 2)$ の最大公約数がこの場合は 1 になるため、奇数のパイロット間隔が必要となる。そして、集合 $m = 0$ に属する 1 個のパイロットに、集合 $m = 1$ に属するパイロットが続く。

【0193】

図 5 は、2 つの送信アンテナを具備する CDD-O F D M の本発明のパイロットグリッド構造を示している。

【0194】

図 5 に示されているように、2 つの連続するパイロットは、それぞれ偶数および奇数のサブキャリアを占めている。偶数および奇数のサブキャリアのチャネル伝達閾値を評価するために、それぞれ偶数および奇数のサブキャリアにあるパイロットのみが使用される。

10

【0195】

以下、最大周期的遅延による CDD-O F D M についてのチャネル評価に対する幾つかの本発明に係る修正について説明する。

【0196】

周期的遅延パラメータ δ_{cyc} が任意に選択される場合、パイロット間隔 D_f に対して幾つかの制約が課される。例えば、 $\delta_{cyc} = N_{FFT} / N_T$ および $N_T = 2$ について、パイロット間隔 D_f は奇数でなければならない。

20

【0197】

しかしながら、これらの制約は、結果として得られるシステムの柔軟性を制限する。本発明は追加的に、 D_f に対する要件を緩和する概念を提供する。

【0198】

以下、266 による上記システムを一例として検討する。オフセットパラメータをパイロットグリッドに課すことにより、任意の D_f をサポートできる。例えば、 $N_T = 2$ 個の送信アンテナに対する、図 6 に示されているような本アプローチにおいて、奇数 D_0 だけ第 1 のパイロットの開始をシフトすることにより、チャネルは、 D_f が偶数であっても評価可能である。

30

【0199】

パイロットグリッドの開始の D_0 のシフトは、望ましくない場合もある。このような場合、送信機は、本発明のさらなる態様に従ってわずかに修正できる。

【0200】

図 7 は、偶数のパイロット間隔 D_f をサポートできる本発明の CDD-O F D M 送信機のプロック図である。

【0201】

図 7 の本発明の CDD-O F D M 送信機は、マルチブレクサ 703 に接続したパイロット生成器 701 を備えている。マルチブレクサ 703 は、データシーケンスを受信するための入力と、IFFT 変換器 705 に接続した複数の出力とを有している。IFFT 変換器 705 は、パラレルシリアルコンバータ 707 (P/S) に接続した複数の出力を有している。パラレルシリアルコンバータ 707 の出力によって決まる信号バスは、第 1 の信号バス 709 および第 2 の信号バス 711 に分割されている。

40

【0202】

第 1 の信号バス 709 は、第 1 の送信アンテナ 715 に接続した出力を有するガード導入ブロック 713 に接続している。

【0203】

第 2 の信号バス 711 は、さらなる入力 719 を有する乗算器 717 の入力と、遅延要素 721 に接続した出力とに接続している。遅延要素 721 は、ガード導入ブロック 723 を介して第 2 の送信アンテナ 725 に接続している。

【0204】

図 7 に示されている本発明に係る送信機は、乗算器 717 のさらなる入力 719 に提供されるアンテナ依存複素定数

【数147】

$$\alpha_1^{(\mu)}$$

による乗算に関して、図12に示されているCDD-O F D M送信機とは異なる。本発明によると、アンテナ依存複素定数は、 D_T 個のO F D Mシンボルごとに1回変化する。最大周期的遅延 $\delta_{cycle} = N_{FFT} / N_T$ について、この複素定数の可能な値は

【数148】

$$\alpha_1^{(\mu)} = e^{-j2\pi(\mu-1)/N_T [l/D_T]}$$

10

である。 $N_T = 2$ および偶数 D_T の例について、アンテナ依存定数は、第1のアンテナ715に対して、

【数149】

$$\alpha_1^{(l)} = 1$$

、および第2のアンテナ725に対して、

【数150】

$$\alpha_1^{(l)} = (-1)^{l_1/D_T} = \{\pm 1\}$$

20

と設定することができる。

【0205】

受信信号に対する効果は、偶数 D_T による本発明のパイロットグリッド構造を示す図8に示されている。

【0206】

本発明によると、偶数および奇数の集合は、 D_T 個のO F D Mシンボルごとに1個のサブキャリアだけシフトされ、これはパイロットのシフト D_0 と同じ効果を有する。

【数151】

30

$$\alpha_1^{(\mu)}$$

が D_T 個のO F D Mシンボルの定数であることに注目すべきである。さらに、2つの送信アンテナについて、

【数152】

$$\alpha_1^{(2)}$$

は、第2のアンテナの入力シーケンスを無効にするだけであり、これは入力シーケンス値の符号が変換されることを意味している。

【0207】

40

図9は、 N_T 個のパイロットシーケンスを生成するための本発明の装置のブロック図である。この装置は、第1の入力903および第2の入力905を有するアサイナ901を備えている。アサイナ901は、周波数・時間コンバータ907に接続した複数の出力を有している。周波数・時間コンバータ907は、周波数・時間コンバータ907によって提供される変換されたシーケンスの μ 番目のコピーを提供するための手段909に接続した出力を有している。 μ 番目のコピーを提供するための手段909は、周波数・時間コンバータ907の出力によって定義された信号バスを複数の信号バスに分割し、ここで図9においては、一例として第1の信号バス911および μ 番目の信号バス913が示されている。

50

μ 番目の信号バス 9 1 3 は、出力を有する（遅延要素を）周期的に遅延させるための手段 9 1 5 に接続している。

【0208】

図 9 に示されている装置は、第 2 の入力 9 0 5 を介して提供された情報信号と、周期的遅延ダイバーシティ方式によって第 1 の入力 9 0 3 を介して提供されたオリジナルバイロットシーケンスとを処理し、ここでは両シーケンスが図 9 に示されている。一例として、図 9 において、 $D_f = 3$ の場合について考える。図 9 に示されているように、オリジナルバイロットシーケンスの後続の値は、 D_f 番目ごとのサブキャリアに割り当てられ、ここで情報シーケンスの一連の値が、残りのサブキャリアに割り当てられる。すなわち、本発明のアサイナ 9 0 1 は、多重化を実行する。図 9 に示されているように、割り当てられたシーケンスは、アサイナ 9 0 1 の複数の出力を介して提供される。時間・周波数変換および任意のパラレルシリアル変換後、変換されたシーケンスの複数のコピーが提供される。

【0209】

また、図 9 に示されている本発明の装置は、オリジナルバイロットシーケンスの後続の値のみを割り当てる事ができる点に注目すべきである。この場合、 $D_f = 1$ である。

【0210】

図 9 に示されているように、変換されたシーケンスは、全部で N_T 個のバイロットシーケンスに共通である。すなわち、本発明の装置は、単一の時間・周波数コンバータを使用する単一のオリジナルバイロットシーケンスから複数のバイロットシーケンスを提供し、これは例えば単一のフーリエ変換器、例えば単一の IFFT 变換を実行するための IFFT 变換器であってもよい。例えば、 μ 番目のコピーを提供するための手段 9 0 9 は、図 9 に示されているように、変換されたシーケンスの複数のコピーを提供することができる。一例として、 μ 番目のコピーを提供するための手段 9 0 9 は、変換されたシーケンスまたは変換されたシーケンスの第 1 のコピーを、 N_T 個のバイロットシーケンスの第 1 のバイロットシーケンスとして提供し、同時に、 μ 番目のバイロットシーケンスを提供するのに使用される変換されたシーケンスの μ 番目のコピーを提供することができる。

【0211】

図 9 に示されているように、 N_T 個のバイロットシーケンスは、同一のオリジナルバイロットシーケンスに基づいており、すなわち同じ変換されたシーケンスから導かれる。同一の変換されたシーケンスからバイロットシーケンスを提供し、バイロットシーケンスの受信バージョンが受信機において分割できるように、変換されたシーケンスのコピーは、得られたバイロットシーケンスのスペクトル表現が上述のように異なるスペクトル領域を占めるような方法で処理される。例えば、 μ 番目のバイロットシーケンスのスペクトル表現は、バンドバススペクトル領域を占め、第 1 のバイロットシーケンスのスペクトル表現は、ベースバンドスペクトル領域またはさらなるバンドバス領域を占めており、両スペクトル領域は重複しない。上記のように、この特徴は、本発明のチャネル評価器によって利用可能であり、ここではスペクトル表現をフィルタするのに適用される簡単なバンドバスフィルタがチャネル評価を得るために使用することができる。

【0212】

分割可能なトレーニングシーケンスを提供するために、提供されている発明は、所定の周期的な遅延を適用する。任意の異なるバイロット間隔 D_f が使用できる。より具体的には、本発明の周期的な遅延手段 9 1 5 は、 D_f に依存する遅延値によって変換されたシーケンスの μ 番目のコピーを周期的に遅延させ、あるいはアサイナは、周期的な遅延値に依存するバイロット間隔を使用する。すなわち、 D_f は遅延係数に依存する。

【0213】

本発明によると、遅延係数つまり D_f は、例えば μ 番目のバイロットシーケンスのスペクトル表現に位相シフトシーケンス、例えば +1, -1 などが乗算されるように選択され、これは上述のアップコンバート効果をもたらす。

【0214】

より具体的には、周期的遅延手段 9 1 5 は、以下の式から得られる遅延係数により変換

10

20

30

40

50

されたシーケンスの μ 番目のコピーを周期的に遅延させる。

【数 1 5 3】

$$\delta_{\text{cyc}}^{(\mu)} = N_{\text{FFT}} \varphi(\mu) / 2\pi D_f(\mu-1)$$

これは、 μ 番目のバイロットシーケンスを得るためにものであり、ここで、

【数 1 5 4】

$$\varphi(\mu) \bmod 2\pi \in \left\{ 0, \frac{2\pi}{N_r}, 2 \cdot \frac{2\pi}{N_r}, \dots, (N_r - 1) \cdot \frac{2\pi}{N_r} \right\}$$

10

であり、または、本発明のアサイナ 901 は、 D_f 番目ごとのサブキャリアにオリジナルバイロットシーケンスの後続の値を割り当て、ここで、 D_f は以下の式から得られる。

【数 1 5 5】

$$D_f = \frac{kN_{\text{FFT}}}{N_r \delta_{\text{cyc}}}$$

ここで、 k は、最大公約数 GCD が以下のようになるように選択される。

【数 1 5 6】

$$GCD(k, N_r) = 1$$

20

【0 2 1 5】

例えば、遅延係数は固定されている。この場合、本発明のアサイナ 901 は、結果として μ 番目のバイロットシーケンスのスペクトル表現が例えばバンドバススペクトル領域にアップコンバートされるように D_f を選択することができる。

【0 2 1 6】

固定された D_f について、本発明の周期的遅延手段 915 は、 μ 番目のバイロットシーケンスのスペクトル表現が一例として、上記バンドバススペクトル領域を占めるように変換されたシーケンスの μ 番目のコピーを遅延させることができる。

30

【0 2 1 7】

本発明のさらなる態様によると、本発明のアサイナ 901 および本発明の周期的遅延手段 915 は共働することができる。より具体的には、アサイナ 901 および周期的遅延手段 915 は、 D_f の可能な値および周期的な遅延値の可能な値が制限されても所望の効果が得られるように、 D_f および遅延値を調整することができる。

【0 2 1 8】

図 6 の実施形態を再度参照すると、 D_f は偶数であってもよく、これは上記問題に関連している。偶数および奇数のサブキャリアの両方をカバーするために、本発明のアサイナ 901 は、例えば、バイロットが送信されるタイムインスタンストにおいて奇数のサブキャリアから開始する D_f 番目ごとのサブキャリアに、オリジナルバイロットシーケンスの後続の値を割り当て、また、さらに送信される次のタイムインスタンストにおける偶数のサブキャリアから開始する D_f 番目ごとのサブキャリアに、オリジナルバイロットシーケンスの後続の値を割り当てることができ、逆もまた同様である。すなわち、本発明のアサイナ 901 はナンバリングシフトを導入し、バイロットは異なるタイムインスタンストにおいて偶数および奇数のサブキャリアに割り当てられる。

40

【0 2 1 9】

図 7 の実施形態を再度参照すると、 μ 番目のコピーを提供するための手段 909 は、変換されたシーケンスの μ 番目のコピーに乗算係数を乗算し、乗算されたコピーを変換されたシーケンスの μ 番目のコピーとして提供するための乗算器 717 を備えている。上記の

50

とおり、乗算係数はアンテナに依存している、つまり、例えば μ 番目のコピーに関連付けられたナンバリングインデックスに依存している。例えば、ナンバリングインデックスは μ に等しくてもよい。すなわち、図 8 に示されている効果は、上記のようにもたらされる。より具体的には、乗算器は、変換されたシーケンスの μ 番目のコピーを乗算し、以下のような乗算係数により 1 番目のタイムインスタンットで送信される μ 番目のバイロットシーケンスを得ることができる。

【数 1 5 7】

$$\alpha_1^{(\mu)} = e^{-j2\pi(\mu-1)/N_1[i/D_1]}$$

ここで、 D_1 は、1 番目のタイムインスタンットと $(1+1)$ 番目のタイムインスタンットとの時間間隔である。

【0 2 2 0】

上述のように、遅延要素 9 1 5 は、 μ 番目のバイロットシーケンスを提供するために乗算されるコピーを周期的に遅延させる。遅延要素 9 1 5 は、周期的シフト要素であってもよい。

【0 2 2 1】

本発明によると、本発明のフィルタは一定のキャリア周波数に合わせる必要はないため、フィルタの N_1 個の集合ではなくフィルタの 1 つの集合のみでよい。さらに、全ての送信アンテナが近似した電力遅延プロファイルを有していれば、他の集合との相間はゼロであり、性能の劣化は生じない。

【0 2 2 2】

本発明の方法の一定の実施要件に応じて、本発明の方法はハードウェアまたはソフトウェアで実施可能である。この実施は、デジタル記憶媒体、特に、電子的に読み取り可能な制御信号を記憶したディスクや C D を使用して実施可能であり、これは、本発明の方法が実施できるようにプログラム可能なコンピュータシステムと共に働く。一般的に、本発明は、プログラムコードを機械的に読み取り可能なキャリアに記憶したコンピュータプログラム製品であり、このプログラムコードは、コンピュータ上での本発明の方法を実施する。すなわち、本発明の方法は、コンピュータ上で本発明の方法を実施するためのプログラムコードを有するコンピュータプログラムである。

【図面の簡単な説明】

【0 2 2 3】

【図 1】本発明の第 1 の実施形態に係るチャネル評価器である。

【図 2】本発明のさらなる実施形態に係るチャネル評価器である。

【図 3】C D D - O F D M システムにおける有効なチャネル入力応答を示す。

【図 4 a】バイロットグリッド構造を示す。

【図 4 b】バイロットグリッド構造を示す。

【図 4 c】バイロットグリッド構造を示す。

【図 5】バイロットグリッド構造を示す。

【図 6】バイロットグリッド構造を示す。

【図 7】本発明の第 1 の実施形態に係る修正 C D D - O F D M 送信機のブロック図である。

【図 8】バイロットグリッド構造を示す。

【図 9】本発明の第 1 の実施形態に係る N_1 個のバイロットシーケンスを提供するための装置を示す。

【図 10】O F D M 変調器および O F D M 復調器のブロック図である。

【図 11】M I S O - O F D M システムのブロック図である。

【図 12】C D D - O F D M 送信機のブロック図である。

【図 13】O F D M 受信機のブロック図である。

【図 14】C D D シナリオにおける有効なチャネル伝達関数の大きさを示す。

10

20

30

40

50

【図15】アンテナごとに個々のパイロット導入ユニットを使用する CDD-OFDM 送信機のブロック図である。

【図1】

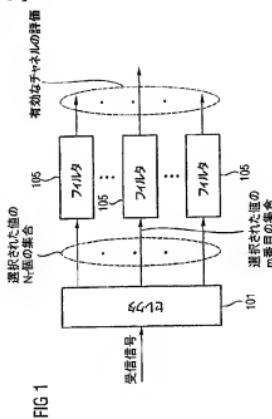


FIG 1

【図2】

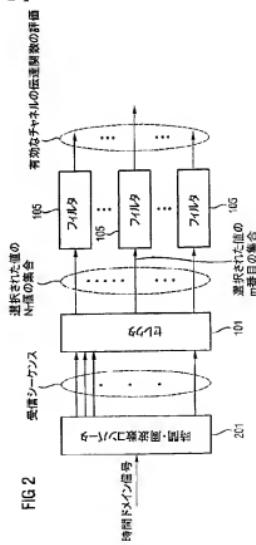
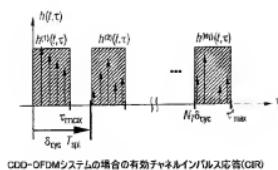


FIG 2

【図 3】

FIG 3



CDD-OFDMシステムの場合の有效チャネルインパルス応答(CIR)

【図 4】

FIG 4C

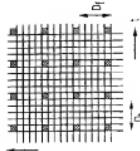


FIG 4B

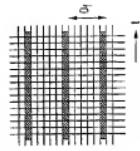
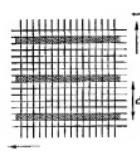
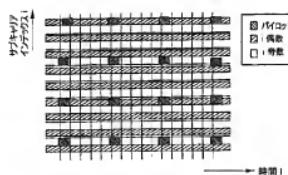


FIG 4A



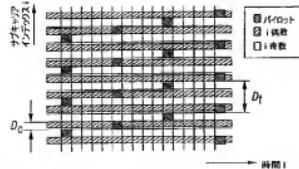
【図 5】

FIG 5



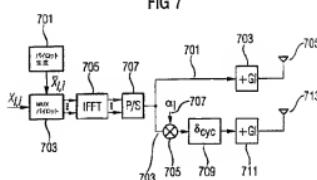
【図 6】

FIG 6

2個の送信アンテナのCDD-OFDMに對して偶数D_0を用いた場合のパリオットグリッド構造
偶数と奇数のサブキャリアは、それぞれグレーブと白で塗り分けられている

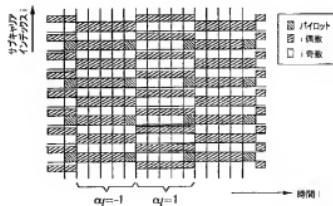
【図 7】

FIG 7

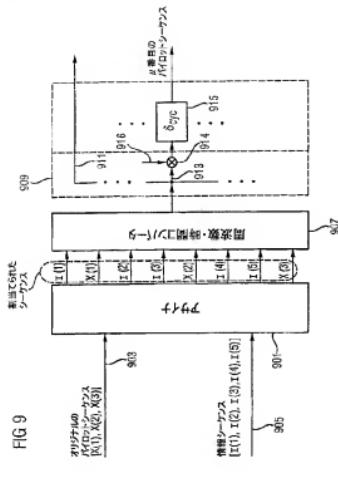


【図 8】

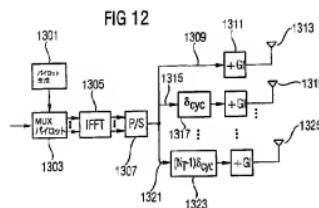
FIG 8



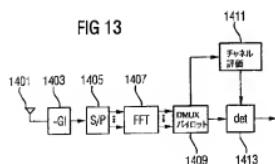
【図9】



【図1-2】

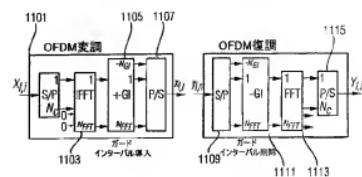


[图 1.3]



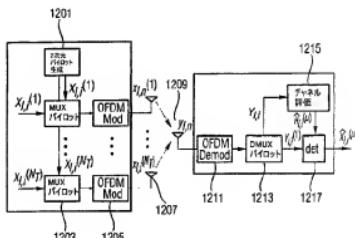
【図 10】

FIG 10



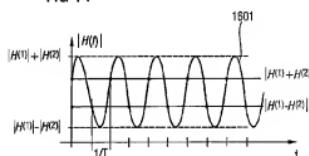
【圖 1-1】

FIG 11



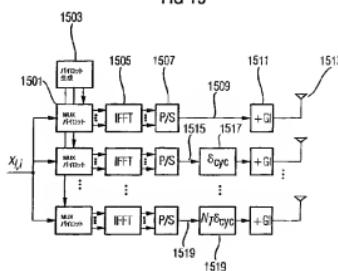
【図 1-4】

FIG 14



【図 1.5】

EG 16



【手続補正書】

【提出日】平成18年10月23日(2006.10.23)

【手続補正1】

【補正対象書類名】特許請求の範囲

【補正対象項目名】全文

【補正方法】変更

【補正の内容】

【特許請求の範囲】

【請求項1】

受信シーケンスに基づいて有効なチャネルを評価するためのチャネル評価器であって、前記受信シーケンスは、 N_1 個の送信ポイントから N_1 個の通信チャネルを介して受信ポイントに送信可能な N_1 個のパイロットシーケンスの重複を含むものであり、

$N_1 - 1$ 個のパイロットシーケンスは、第1のパイロットシーケンスの変調されたバージョンであり、

前記 N_1 個のパイロットシーケンスは、周期的遅延ダイバーシティ送信方式を使用して生成されるものであり、

前記有効なチャネルは、前記 N_1 個の送信ポイントから前記受信ポイントに延びる前記 N_1 個のチャネルの重複を含むものであって、

選択された値の1つ以上の集合を提供するセレクタ(101)であって、ある集合内でm番目の値から始めて前記受信シーケンスに含まれている前記ある集合からD_N番目ごとの値を選択することにより、前記選択された値の集合の1つ以上のうち選択された値のm番目の集合を提供するものであって、前記m番目の値がパイロット情報を含み、Dがパイロット間隔である、セレクタ(101)と、

フィルタされた値のm番目の集合に関連付けられたポイントにおける前記有効なチャネルの評価を含んだ前記フィルタされた値のm番目の集合を提供するために、前記選択された値のm番目の集合をフィルタするためのフィルタ(105)と

を備えるチャネル評価器。

【請求項2】

前記受信シーケンスは、複数の後続の受信シーケンス値を含むものであり、

D番目ごとの受信シーケンス値は、 N_1 個のパイロットシーケンスの値によって決まるパイロット情報を含むものであり、

前記フィルタ(105)は、前記選択された値のm番目の集合内の後続の値の間のインターポレートされた値を含むインターポレートされたm番目の集合を提供するためのパイロット情報を含む前記選択されたm番目の集合内の後続の値の間をインターポレートするインターポレートフィルタであり、

前記フィルタ(105)は、前記インターポレートされた、選択された値のm番目の集合を、前記フィルタされた値のm番目の集合として提供するものである、

請求項1に記載のチャネル評価器。

【請求項3】

前記フィルタ(105)は、関連付けられた、選択された値の集合内の後続の値の間の $N_1 D$ 個のインターポレートされた値を提供するものであり、

前記選択された値のm番目の集合に関連付けられた前記フィルタ(105)は、前記選択された値のm番目の集合の後続の値の間の $N_1 D$ 個のインターポレートされた値を提供するものである、

請求項1または2に記載のチャネル評価器。

【請求項4】

前記フィルタ(105)はインターポレートフィルタである、請求項1～3のいずれか一項に記載のチャネル評価器。

【請求項5】

前記フィルタ(105)はウェーバーインターポレートフィルタである、請求項1～3

のいずれか一項に記載のチャネル評価器。**【請求項 6】**

前記セレクタ（101）は、選択された値の N_T 個の集合を提供するための N_T 個の出力を備えるものであり、

選択された値の m 番目の集合は、 m 番目の出力を介して提供されるものであり、

前記チャネル評価器は、フィルタされた値の N_T 個の集合を提供するための前記セレクタ（101）の N_T 個の出力に接続した N_T 個のフィルタを備えるものであり、

前記フィルタされた値の N_T 個の集合のうち m 番目の集合は、 m 番目の有効なチャネルの評価を含んだものであり、ここで前記 m 番目の有効なチャネルは、前記フィルタされた値の m 番目の集合に関連付けられたポイントにおける前記有効なチャネルの評価である、

請求項 1～5 のいずれか一項に記載のチャネル評価器。

【請求項 7】

前記 N_T 個のフィルタはローパスフィルタである、請求項 6 に記載のチャネル評価器。

【請求項 8】

前記受信シーケンスは時間ドメインシーケンスであり、

前記有効なチャネルは、 N_T 個のチャネルインパルス応答の重畳を含んだ有効なチャネルインパルス応答であり、

前記受信シーケンスは送信シーケンスの受信バージョンを含むものであり、ここで前記送信シーケンスは、第 1 のバイロットシーケンスの後続の値を前記送信シーケンスの D 番目ごとの値に割り当てることにより得られるものであり、ここで D は前記送信シーケンスにおける前記第 1 のバイロットシーケンスの後続の値の間のタイムインターパルであり、

前記第 1 のバイロットシーケンスの各値には $D-1$ 個の送信値が続き、

前記第 1 のバイロットシーケンスの前記値はバイロット情報であり、

前記セレクタ（101）は、 m 番目のタイムインスタンプにおいて受信可能な前記 m 番目の値から開始する前記選択された値の m 番目の集合を提供し、 $D N_T$ 番目ごとのタイムインスタンプにおいて受信可能な $D N_T$ 番目ごとの値を選択するものである、

請求項 1～7 のいずれか一項に記載のチャネル評価器。

【請求項 9】

前記セレクタ（101）は、前記受信シーケンスを受信するためのある入力と、選択された値の N_T 個の集合を提供するための N_T 個の出力を備えるものであり、

前記選択された値の m 番目の集合は、前記 N_T 個の出力のうちの m 番目の出力を介して提供されるものである、

請求項 1～8 のいずれか一項に記載のチャネル評価器。

【請求項 10】

前記フィルタ（105）は、時間ドメインにおいてインターボレートを行うためのインターボレートフィルタである、請求項 8 または 9 に記載のチャネル評価器。

【請求項 11】

前記セレクタ（101）の N_T 個の出力を接続した N_T 個のフィルタを備え、

前記 N_T 個のフィルタ（101）は、インターボレートされた値の N_T 個の集合を、フィルタされた値の N_T 個の集合として提供するためのインターボレートフィルタであり、

前記 N_T 個のフィルタ（105）は、前記値の集合の後続のバイロットシーケンス値間のインターボレートされた $N_T D$ 個の値を生成し、

前記インターボレートされた値の N_T 個の集合は、前記有効なチャネルインパルス応答の N_T 個の評価を含むものである、

請求項 9 または 10 に記載のチャネル評価器。

【請求項 12】

前記有効なチャネルインパルス応答の前記 N_T 個の評価から前記 N_T 個のチャネルインパルス応答を算出する手段をさらに備える請求項 11 に記載のチャネル評価器。

【請求項 13】

前記算出する手段は、前記 N_T 個のチャネルインパルス応答の重畳を含んだ前記有効な

チャネルインパルス応答の前記 N_T 個の評価により決まる N_T 個の式から前記 N_T 個のチャネルインパルス応答を算出するものである、請求項 1 2 に記載のチャネル評価器。

【請求項 1 4】

前記受信シーケンスは周波数ドメインシーケンスであり、

前記有効なチャネルは有効なチャネル伝達関数であり、

前記受信シーケンスはマルチキャリアシーケンスの受信バージョンを含むものであり、

前記マルチキャリアシーケンスの後続の値は、マルチキャリア変調方式の後続のサブキャリアに割り当たるものであり、

N_T 個のバイロットシーケンスの後続の値は、D 番目ごとのサブキャリアに割り当たるものであり、

前記セレクタ (1 0 1) は、m 番目のサブキャリアに関連付けられた前記 m 番目の値から開始する前記選択された値の m 番目の集合を提供し、D N_T 番目ごとのサブキャリアに関連付けられた D N_T 番目ごとの値を選択するものである、

請求項 1 ～ 9 のいずれか一項に記載のチャネル評価器。

【請求項 1 5】

前記受信シーケンスは複数の受信シーケンス値を含むものであり、

前記セレクタ (1 0 1) は、複数の入力と、選択された値の N_T 個の集合を提供するための N_T 個の出力を備えるものであり、

前記選択された値の m 番目の集合は、m 番目の出力を介して提供されるものである、

請求項 1 4 に記載のチャネル評価器。

【請求項 1 6】

フィルタされた値の N_T 個の集合を提供するため、前記セレクタ (1 0 1) の N_T 個の出力に接続した N_T 個のフィルタ (1 0 5) を備え、

フィルタされた値の各集合は、前記フィルタされた値のそれぞれの集合に関連付けられたサブキャリアにより決まる周波数ポイントにおける前記有効なチャネル伝達関数の評価値を含むものである、

請求項 1 5 に記載のチャネル評価器。

【請求項 1 7】

前記 N_T 個のフィルタ (1 0 5) は、インターポレートされた値の N_T 個の集合を、フィルタされた値の N_T 個の集合として提供するインターポレートフィルタであり、

前記 N_T 個のフィルタは、前記値の集合内の後続の値の間の $N_T D$ 個のインターポレートされた値を生成するものであり、

前記インターポレートされた値の N_T 個の集合は、前記有効なチャネル伝達関数の N_T 個の評価を含むものである、

請求項 1 5 または 1 6 に記載のチャネル評価器。

【請求項 1 8】

前記 N_T 個のフィルタ (1 0 5) は、周波数方向にインターポレートするためのインターポレートフィルタであり、

前記選択された値の m 番目の集合内の前記値は、一連の周波数ポイントに関連付けられるものであり、

前記 m 番目のフィルタは、前記一連の周波数ポイント間の中間周波数ポイントに関連付けられた中間値を有する前記フィルタされた値の m 番目の集合を提供するものである、

請求項 1 4 ～ 1 7 のいずれか一項に記載のチャネル評価器。

【請求項 1 9】

前記 N_T 個のフィルタは、時間方向にインターポレートするためのインターポレートフィルタであり、

前記 m 番目のフィルタ (1 0 5) は、第 1 のタイムインスタンスと第 2 のタイムインスタンスとの間の中間タイムインスタンスにおける選択された値の m 番目の集合を提供するために、前記第 1 のタイムインスタンスにおける前記選択された値の m 番目の集合または前記フィルタされた値の m 番目の集合の対応する値と、前記第 2 のタイムインスタンスに

おける前記選択された値のm番目の集合または前記フィルタされた値のm番目の集合内の値との間をインターボレートするものである、

請求項14～18のいずれか一項に記載のチャネル評価器。

【請求項20】

前記N_T個のフィルタ（105）は、周波数方向および時間方向に同時にインターボレートを行うインターボレートフィルタである、請求項14～19のいずれか一項に記載のチャネル評価器。

【請求項21】

異なる周波数ポイントにおける前記N_T個のフィルタ（105）によって提供された前記チャネル伝達関数の前記評価を、複合有効なチャネル伝達関数に構成するためのコンポーザをさらに備える請求項14～20のいずれか一項に記載のチャネル評価器。

【請求項22】

N_T = 2 であり、

第1のフィルタ（105）は、奇数番号のサブキャリアに関連付けられた周波数ポイントにおける前記チャネル伝達関数の評価を提供するものであり、

第2のフィルタ（105）は、偶数番号のサブキャリアに関連付けられた周波数ポイントにおける前記有効なチャネル伝達関数の評価を提供するものであり、

前記コンポーザは、奇数番号のサブキャリアに関連付けられた周波数ポイントにおける前記有効なチャネル伝達関数の前記評価の値を、前記複合有効なチャネル伝達関数の奇数番号のサブキャリアに割り当て、偶数番号のサブキャリアに関連付けられた周波数ポイントにおける前記有効なチャネル伝達関数の前記評価の値を前記複合有効なチャネル伝達関数の偶数番号のサブキャリアに割り当てることにより、前記複合有効なチャネル伝達関数を構成するものである、

請求項21に記載のチャネル評価器。

【請求項23】

受信シーケンスから有効なチャネルを評価するための方法であって、

前記受信シーケンスは、N_T個の送信ポイントからN_T個の通信チャネルを介して受信ポイントに送信できるN_T個のパイロットシーケンスの重畳を含むものであり、

N_T - 1 個のパイロットシーケンスは、第1のパイロットシーケンスの変調バージョンであり、

前記N_T個のパイロットシーケンスは、周期的遅延ダイバーシティ送信方式を用いて生成されるものである、

前記有効なチャネルは、前記N_T個の送信ポイントから前記受信ポイントに延びる前記N_T個のチャネルの重畳を含むものであり、

選択された値の集合の1つ以上を提供するステップであって、前記選択された値の集合の1つ以上のうち選択された値のm番目の集合は、ある集合内でm番目の値から始めて前記受信シーケンスに含まれている前記ある値の集合からD N_T番目ごとの値を選択することにより提供されるものであり、m番目の値がパイロット情報を含むものであり、Dがパイロット間隔である、ステップと、

前記選択された値のm番目の集合をフィルタするステップであって、フィルタされた値のm番目の集合に関連付けられたポイントにおける前記有効なチャネルの評価を含んだ前記フィルタされた値のm番目の集合を提供する、フィルタするステップとを含む方法。

【請求項24】

コンピュータ上で、請求項23に記載の方法を実行するためのプログラムコードを有するコンピュータプログラム。

【国際調査報告】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No.
PCT/EP2004/001632

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

IPC 7 H04L25/02 H04L1/06 H04B7/06

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (Classification system followed by classification symbols)
IPC 7 H04L H04B

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)
EPO-Internal, PAJ, WPI Data, INSPEC, IBM-TDB

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	SUGROWNG KANG ET AL: "Channel estimation for OFDM systems with transmitter diversity" for a quasi-static fading channel PROCEEDINGS - IEEE MILITARY COMMUNICATIONS CONFERENCE MILCOM 2003, vol. 1, 13 October 2003 (2003-10-13), pages 309-313, XP010696258 page 310 - page 311 figure 1	23-26, 29,34,35
A	-----	1-22,33
X	US 2002/118771 A1 (LARSSON PETER) 29 August 2002 (2002-08-29) paragraph [0063] - paragraph [0088] figure 3	23-26, 29,34,35
A	----- -/-	1-22,33

 Further documents are listed in the continuation of box C. Patent family members are listed in annex.

* Special categories of cited documents:

- "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- "B" earlier document but published on or after the international filing date
- "C" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another document
- "D" document relating to the same subject matter as the application and having a priority date earlier than that of the application
- "E" document referring to an oral disclosure, see, exhibition or other means
- "F" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"I" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but which nevertheless contains the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance, the claimed invention being dependent on the disclosure of which it would not involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance: the claimed invention is dependent on the disclosure of which it would not involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"A" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search 15 October 2004	Date of mailing of the international search report 24.02.05
Name and mailing address of the ISA European Patent Office, P. B. 5018 Paimpont 2 35700 Rennes, France Tl: (+33-22) 346-00-00, Tx: 31 651 app-46 Fax: (+33-70) 346-3016	Authorized officer Baltersee, J

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No.
PCT/EP2004/001632

C(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category	Description of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	US 2003/043887 A1 (HUDSON JOHN E) 6 March 2003 (2003-03-06) paragraph [0067] - paragraph [0025] paragraph [0085] - paragraph [0137] -----	1-26, 29, 33-35
A	US 2002/101825 A1 (RUPP MARKUS ET AL) 1 August 2002 (2002-08-01) paragraph [0025] - paragraph [0042] figure 5 -----	1-26, 29, 33-35

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/EP2004/091632

Box II Observations where certain claims were found unsearchable (Continuation of Item 2 of first sheet)

This International Search Report has not been established in respect of certain claims under Article 17(2)(a) for the following reasons:

1. Claims Nos.: because they relate to subject matter not required to be searched by this Authority, namely:
2. Claims Nos.: because they relate to parts of the International Application that do not comply with the prescribed requirements to such an extent that no meaningful International Search can be carried out, specifically:
3. Claims Nos.: because they are dependent claims and are not drafted in accordance with the second and third sentences of Rule 5.4(a).

Box III Observations where unity of invention is lacking (Continuation of Item 3 of first sheet)

This International Searching Authority found multiple inventions in this international application, as follows:

see additional sheet

1. As all required additional search fees were timely paid by the applicant, this International Search Report covers all searchable claims.
2. As all searchable claims could be searched without effort justifying an additional fee, this Authority did not invite payment of any additional fee.
3. As only some of the required additional search fees were timely paid by the applicant, this International Search Report covers only those claims for which fees were paid, specifically claims Nos.:
4. No required additional search fees were timely paid by the applicant. Consequently, this International Search Report is restricted to the invention first mentioned in the claims; it is covered by claim Nos. 1-26, 29, 33, 34, 35

Remark on Protest

 The additional search fees were accompanied by the applicant's protest. No protest accompanied the payment of additional search fees.

International Application No. PCT/EP2004/001632

FURTHER INFORMATION CONTINUED FROM PCT/ISA/ 210

This International Searching Authority found multiple (groups of) inventions in this international application, as follows:

1. claims: 1-26, 29, 33, 34, 35

Simplified channel estimation

2. claims: 27, 28

Generation of a cyclically delayed version of the frequency-time converted original pilot sequence in dependency of a subcarrier spacing D_f .

3. claim: 30

Provision of pilots on odd subcarriers and on even subcarriers at different time instants

4. claims: 31, 32

Switching of odd subcarriers and even subcarriers once every predetermined number of OFDM symbols

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No
PCT/EP2004/001632

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
US 2002118771	A1 29-08-2002	AU 9617101 A CN 1478341 T EP 1338110 A1 SE 0004483 A WO 0245329 A1 TW 525358 B	11-06-2002 25-02-2004 27-09-2003 30-05-2002 06-06-2002 21-03-2003
US 2002043887	A1 06-03-2003	US 2002176485 A1 CA 2443414 A1 EP 1378972 A2 WO 02082683 A2	28-11-2002 17-10-2002 07-01-2004 17-10-2002
US 2002101825	A1 01-08-2002	AU 1362302 A EP 1233585 A1 JP 2002314464 A	01-08-2002 21-08-2002 25-10-2002

フロントページの続き

(81)指定国 AP(BW, GH, GM, KE, LS, NW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), EA(AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), EP(AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IT, LU, MC, NL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OA(BF, BJ, CE, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NF, SN, TD, TG), AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GL, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, M, MK, MN, NW, MX, MZ, NA, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW

【要約の続き】

(105)とを備える。